

Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/006606

International filing date: 04 April 2005 (04.04.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP
Number: 2004-113272
Filing date: 07 April 2004 (07.04.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 22 July 2005 (22.07.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2 0 0 4 年 4 月 7 日

出 願 番 号
Application Number: 特 願 2 0 0 4 - 1 1 3 2 7 2

パリ条約による外国への出願
に用いる優先権の主張の基礎
となる出願の国コードと出願
番号
J P 2 0 0 4 - 1 1 3 2 7 2
The country code and number
of your priority application,
to be used for filing abroad
under the Paris Convention, is

出 願 人
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

2 0 0 5 年 7 月 6 日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小 川



【書類名】	特許願	
【整理番号】	2370060007	
【提出日】	平成16年 4月 7日	
【あて先】	特許庁長官殿	
【国際特許分類】	H05B 6/64	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	末永 治雄	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	守屋 英明	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	酒井 伸一	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	森川 久	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	松倉 豊継	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	城川 信夫	
【特許出願人】		
【識別番号】	000005821	
【氏名又は名称】	松下電器産業株式会社	
【代理人】		
【識別番号】	100105647	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	小栗 昌平	
【電話番号】	03-5561-3990	
【選任した代理人】		
【識別番号】	100105474	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	本多 弘徳	
【電話番号】	03-5561-3990	
【選任した代理人】		
【識別番号】	100108589	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	市川 利光	
【電話番号】	03-5561-3990	
【選任した代理人】		
【識別番号】	100115107	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	高松 猛	
【電話番号】	03-5561-3990	

【選任した代理人】

【識別番号】 100090343

【弁理士】

【氏名又は名称】 濱田 百合子

【電話番号】 03-5561-3990

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 092740

【納付金額】 16,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 特許請求の範囲 1

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0002926

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

交流電源と該交流電源の電圧を整流する整流回路と該整流回路の出力電圧を平滑する平滑コンデンサとから成る直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、かつ交流等価回路において前記共振回路の一端は前記直列回路の midpoint に、他端は前記直流電源の一端に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフするデッドタイム作成回路を備えた高周波加熱装置において、

前記駆動手段は前記半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、該高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くすることを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項 2】

交流電源と該交流電源の電圧を整流する整流回路と該整流回路の出力電圧を平滑する平滑コンデンサとから成る直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路の2組と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記2組の直列回路はそれぞれ前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路の一端は前記一方の直列回路の midpoint に、他端は他方の直列回路の midpoint に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフするデッドタイム作成回路を備えた高周波加熱装置において、

前記駆動手段は前記半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、該高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くすることを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項 3】

交流電源と該交流電源の電圧を整流する整流回路と該整流回路の出力電圧を平滑する平滑コンデンサとから成る直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路は前記半導体スイッチング素子の一方に並列接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフするデッドタイム作成回路を備えた高周波加熱装置において、

前記駆動手段は前記半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、該高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くすることを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項 4】

前記交流電源の入力電流と基準電流との差から誤差信号を作成する誤差信号作成回路と、前記交流電源を整流して得られる整流電圧／整流電流を前記誤差信号作成回路の出力（誤差信号）によって補正する周波数変調信号作成回路とを備え、該周波数変調信号作成回路の出力を前記デッドタイム作成回路に与えるようにした高周波加熱装置において、

前記周波数変調信号作成回路と前記デッドタイム作成回路との間に最低周波数制限回路を挿入し、該最低周波数制限回路は制限周波数と前記周波数変調信号作成回路の出力信号を基にして前記デッドタイム作成回路に与え、前記高周波加熱装置の動作開始時は該最低周波数制限回路の設定周波数を前記周波数変調信号作成回路の出力より高く設定し、動作開始からの時間経過とともに徐々に前記制限周波数を低減し、前記デッドタイム作成回路

に与える信号は前記制限周波数の低減にあわせて、前記制限周波数と前記周波数変調信号作成回路の出力信号でスイッチング周波数が高い信号を時間経過とともに選択し、徐々に前記周波数変調信号作成回路の出力信号に切り換えるように構成したことを特徴とする請求項 1～3 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 5】

前記最低周波数制限回路が、コンデンサを備え、前記高周波加熱装置の停止中に前記コンデンサを充電しておき、前記高周波加熱装置動作開始と共に該コンデンサの電圧を前記デッドタイム作成回路に与えかつ該コンデンサの充電電荷を放電させるようにしたことを特徴とする請求項 4 記載の高周波加熱装置。

【請求項 6】

前記デッドタイム作成回路は、スイッチング周波数に関係なく一定または微増であることを特徴とする請求項 1～5 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 7】

前記デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする請求項 1～5 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 8】

前記デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させることを特徴とする請求項 7 記載の高周波加熱装置。

【請求項 9】

前記デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを特徴とする請求項 7 又は 8 記載の高周波加熱装置。

【請求項 10】

所定のスイッチング周波数以下での前記デッドタイムの一定値若しくは微増値、又は所定のスイッチング周波数以上での前記デッドタイムの急増値が可変であることを特徴とする請求項 8 又は 9 記載の高周波加熱装置。

【請求項 11】

前記所定のスイッチング周波数の値が可変であることを特徴とする請求項 8～10 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 12】

前記デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを階段状に増加させるものであることを特徴とする請求項 1～5 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 13】

前記デッドタイム作成回路は、スイッチング周波数の増加に比例して第一の傾きで変化し、かつ所定のスイッチング周波数からは第二の傾きで変化するプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を基にデッドタイムを作成するものであることを特徴とする請求項 1～12 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 14】

前記デッドタイム作成回路は、VCC 電源と、デューティ制御電源と、スイッチング周波数に比例して変化する第一の電流と、所定の周波数から流れ出しかつスイッチング周波数に比例して変化する第二の電流と、前記二つの電流を合成してかつ所定の係数をかけた第三の電流と、前記デューティ制御電源に前記第三の電流に比例したプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を付加して成る二つの上位・下位電位を作成する上位・下位電位作成手段とを有し、前記二つの上位・下位電位を基にデッドタイムを作成することを特徴とする請求項 1～13 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 15】

前記デューティ制御電源の電圧および前記スイッチング周波数の少なくとも一方を変化させて入力電力または入力電流制御を行うようにしたことを特徴とする請求項 14 記載の高周波加熱装置。

【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波加熱装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、電子レンジなどのようにマグネトロンを用いた高周波加熱に関するものであり、特にそのインバータ回路に関するものである。

【背景技術】

【0002】

高周波加熱装置に搭載されている従来の電源は重たくて、かつ大きいものであったので、その小型、軽量化が望まれてきた。このため、電源のスイッチング化による小型、軽量、低コスト化が現在の様々な分野で積極的に進められてきた。マグネトロンで発生されるマイクロ波により食品を調理する高周波加熱装置では、マグネトロンの駆動するための電源の小型化、軽量化が要求され、スイッチング化されたインバータ回路により実現された。

【0003】

このうち、特に、本発明が対象としている高周波インバータ回路は、2石でブリッジのアームを構成したスイッチング素子を用いた共振型回路方式のものである（例えば、特許文献1参照）。

【特許文献1】 特開2000-58252号公報

【0004】

1石型のトランジスタインバータ（オン・オフの幅制御）であれば、トランジスタのコレクターエミッタ間の耐圧1000ボルト程度あるものを使う必要があるが、2石ブリッジ構成にすると、トランジスタのコレクターエミッタ間の耐圧はあまり必要としなくなる。したがってブリッジ構成にすると、トランジスタのコレクターエミッタ間の耐圧は600V位でよいので、安価なトランジスタを使用することができるので有利である。この種のインバータにおいては、インダクタンスLとキャパシタンスCで共振回路を構成しており、そして共振周波数 f_0 をピークとした図1のような共振特性を持っている。

【0005】

図1は本発明に係るインバータ共振回路に一定電圧を印加した場合の電流対使用周波数特性を示す線図である。

周波数 f_0 がインバータ回路のLC共振回路の共振周波数で、この周波数 f_0 より上の周波数範囲 $f_1 \sim f_3$ の電流一周波数特性曲線I1を使用している。

共振周波数 f_0 の時に電流I1は最大で、周波数範囲が f_1 から f_3 へ高くなってゆくにしたがって電流I1は減少する。周波数範囲 $f_1 \sim f_3$ のうち、低周波になるほど共振周波数に近づくので電流I1は増加し、したがって、リーケージトランスの2次側に流れる電流は大きくなる。逆に、周波数が高くなるほど共振周波数から遠ざかるので、リーケージトランスの2次側に流れる電流は小さくなる。非線形負荷である電子レンジを動作させるインバータ回路にあっては、この周波数を変えることにより出力を変えている。

マグネトロンの非線形負荷を使用する電子レンジは、後述するように入力される電源が商用電源のような交流の場合、スイッチング周波数を変化させている。

それぞれの高周波出力においても90度および270度付近が最も高い周波数になるが、例えば電子レンジを200Wで使用する場合は f_3 近傍に、500Wの場合はそれより低く、1000Wの場合はさらに低い周波数になる。当然であるが、入力電力または入力電流制御を行っているので、商用電源電圧、マグネトロン温度等の変化により、この周波数は変化している。

また、前記電源位相の0度および180度付近は、高電圧を印加しないと高周波発振しないマグネトロンの特性に合わせて、共振電流が大きくなる共振周波数 f_0 近傍の f_1 近傍に設定することで商用電源電圧に対するマグネトロン印加電圧の昇圧比を高め、マグネトロンから電波が発せられる商用電源の位相幅を広くする設定にしている。

【0006】

図 2 は特許文献 1 に記載の 2 石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の 1 例を示している。図 2 において、高周波加熱装置は、直流電源 1、リーケージトランス 2、第 1 の半導体スイッチング素子 6、第 1 のコンデンサ 4、第 2 のコンデンサ 5、第 3 のコンデンサ（平滑コンデンサ）13、第 2 の半導体スイッチング素子 7、駆動部 8、全波倍電圧整流回路 10、およびマグネトロン 11 とから構成されている。

直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧 V_{DC} を、第 2 のコンデンサ 5 とリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 との直列回路に印加する。第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング 7 とは直列に接続され、リーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 との直列回路は第 2 の半導体スイッチング素子 7 に並列に接続されている。

【0007】

第 1 のコンデンサ 4 は第 2 の半導体スイッチング 7 に並列に接続されている。リーケージトランス 2 の 2 次巻線 9 で発生した高電圧出力は、全波倍電圧整流回路 10 で直流の高電圧に変換されてマグネトロン 11 のアノード-カソード間に印加されている。リーケージトランス 2 の 3 次巻線 12 は、マグネトロン 11 のカソードに電流を供給する。

【0008】

第 1 の半導体スイッチング素子 6 は、IGBT と、それに並列に接続されるフライホイールダイオードとから構成されている。第 2 の半導体スイッチング素子 7 も同様に IGBT とダイオードとから構成されている。

当然であるが、前記第 1、第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 はこの種類に限定されるものではなく、サイリスタ、GTO スwitching 素子等を用いることもできる。

【0009】

駆動部 8 は、その内部に第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第 1 の半導体スイッチング素子 6 に駆動信号を与えている。

第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 は交互に、また後述するデッドタイム作成手段により、第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 が共にオフしている期間、すなわちデッドタイムを設けて駆動される。第 1 あるいは第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 の一方がターンオフした直後は、他方の半導体スイッチング素子の両端電圧は高いので、この時点でターンオンさせるとスパイク状の過大電流が流れ、不要な損失、ノイズが発生する。デッドタイムを設けることにより、この両端電圧が約 0 V に減少するまでターンオンが遅れるため、前記損失、ノイズが防止される。当然、逆の切り換わり時も同様の働きをする。

【0010】

図 3 は、図 2 の回路が動作する各モードを示している。

また、図 4 は回路中の半導体スイッチング素子等の部品の電圧電流波形図を示している。

図において、(a) モード 1 は第 1 の半導体スイッチング素子 6 に駆動信号が与えられる。このとき電流は直流電源 1 からリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れる。

【0011】

(b) モード 2 では第 1 の半導体スイッチング素子 6 がオフし、1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れていた電流は第 1 のコンデンサ 4 に向かって流れ始めると同時に第 1 の半導体スイッチング素子 6 の電圧が上昇する。

【0012】

(c) モード 3 では第 1 のコンデンサ 4 の電圧が V_{DC} から 0 V に向かう。モード 3 では第 1 のコンデンサ 4 の両端電圧が 0 V に達して、第 2 のスイッチング素子 7 を構成するダイオードがオンする。

【0013】

(d) モード 4 では共振により 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れていた電

流の向きが反転するようになるので、この時点で第2の半導体スイッチング素子7がオンしている必要がある。モード2, 3, 4の期間は第1の半導体スイッチング素子6の電圧は直流電源電圧V_{DC}と同等となる。欧州のように商用電源電圧が実効値230Vの地域は電圧ピークが $\sqrt{2}$ 倍になるので直流電源電圧V_{DC}はおよそ325Vとなる。

【0014】

(e) モード5では第2の半導体スイッチング素子7がオフし、第2のコンデンサ5と1次巻線3に流れていた電流は第1のコンデンサ4に向かって流れ始め、第1のコンデンサ4の電圧がV_{DC}まで上昇する。

【0015】

(f) モード6では第1のコンデンサ4の電圧がV_{DC}に達して、第1の半導体スイッチング素子6を構成するダイオードがオンする。共振により1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流の向きが反転するようになり、この時点で第1の半導体スイッチング素子5をオンしておく必要あり、これがモード1となる。モード6, 1の期間は第2の半導体スイッチング素子7の電圧は直流電源電圧V_{DC}と同等となる。

この回路構成によれば第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7に印加する電圧の最大値を直流電源電圧V_{DC}とすることができる。

【0016】

モード2とモード5は1次巻線3からの電流が第1のコンデンサ4と第2のコンデンサ5に電流が流れる共振期間である。第1のコンデンサ4の容量値は第2のコンデンサ5の容量値の1/10以下に設定しているので、合成容量は、ほぼ第1のコンデンサ4の容量値に近くなる。この合成容量とリーケージトランス3のインピーダンスとで決まる時定数で第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7に印加するモード3, 5における電圧が変化する。この電圧変化が前記した時定数で決まる傾きを持つことにより、第1の半導体スイッチング素子のモード3におけるオフ時のスイッチング損失が軽減される。

【0017】

さらに、モード5では電圧がゼロになるので第1の半導体スイッチング素子のモード1におけるオン時は、第1の半導体スイッチング素子の印加電圧はゼロであるためオン時のスイッチング損失が低減される。これをゼロ電圧スイッチングと呼び、これらが共振回路方式の特徴であり、本方式はこの特徴を活かし、かつ、半導体スイッチング素子の電圧は直流電源電圧V_{DC}以上にはならないという利点がある。第2のコンデンサ5は図4に示すように、その電圧がリップルの少ないものになるように十分大きな容量値に設定している。

【0018】

ところで、図2のように、半導体スイッチング素子6と7の直列接続回路が直流電源1に並列に接続されているような2石でアームを構成するインバータ回路においては、半導体スイッチング素子6と7が交互にオン・オフを繰り返すことで、リーケージトランス2の1次巻線3に高周波交流を発生させ、その2次巻線9に高圧高周波を誘導しているのであるが、半導体スイッチング素子6と7が同時にオンしている期間が一瞬たりともあってはならない。直流電源1の短絡が生じるからである。

【0019】

そこで、従来から、半導体スイッチング素子6と7の一方の半導体スイッチング素子がターンオフしてから他方の半導体スイッチング素子がターンオンするまでに、半導体スイッチング素子6と7のどちらもオンとならない期間(デッドタイム、略してDT)を必ず設けていた。

【0020】

そこで、デッドタイムDTについて図4を用いて説明する。

図4は上記各モード1～6における第1および第2の半導体スイッチング素子6, 7(図2)と第1および第2のコンデンサ4, 5の電圧、電流波形を示している。

(a) は上記各モード1～6における第1の半導体スイッチング素子6の電流波形で、

t 0 時点から導通していた（したがって、（b）で半導体スイッチング素子6のエミッター・コレクタ間電圧はゼロ）半導体スイッチング素子6がモード1の終了時点t 1でターンオフ（電流ゼロになる）している。

一方、（d）は第2の半導体スイッチング素子7の電圧波形で、t 0 時点からオフであった半導体スイッチング素子7は、オン信号が加えられるモード3の開始時点t 2までオフが続く。

したがって、t 1 時点からt 2 時点までの期間D T 1は、第1の半導体スイッチング素子6および第2の半導体スイッチング素子7が共にオフとなっている。

この期間D T 1がデッドタイムに要求される最小値であり、最大値はt 1 時点からt 3 時点までの期間であり、この範囲内においてデッドタイムが許容される。

【0 0 2 1】

同じく、（c）のように、第2の半導体スイッチング素子7がt 4 時点でターンオフ（電流ゼロとなる）してから、（a）のように第1の半導体スイッチング素子6にオン信号が加えられるモード6の開始時点t 5までの期間D T 2がデッドタイムに要求される最小値であり、最大値はt 4 時点からt 6 時点までの期間であり、この範囲内においてデッドタイムが許容される。

従来の2石インバータ回路においては、このデッドタイムD Tは半導体スイッチング素子6、7のそれぞれのターンオン、ターンオフに重なりが生じない範囲を計算で求めて期間D T 1、D T 2としており、この値は固定であった。

【0 0 2 2】

ところが電子レンジのインバータ回路の場合、周波数が高い領域で駆動しているときは、一方の半導体スイッチング素子がターンオフした後、他方の半導体スイッチング素子のエミッターコレクタ間電圧V c eが0に落ちるまでの時間が長くなるので、上記一方の半導体スイッチング素子がターンオフした後、固定のデッドタイム経過後に上記他方の半導体スイッチング素子にターンオン信号を印加すると、上記他方の半導体スイッチング素子はエミッターコレクタ間電圧V c eが0に落ちない間にターンオンすることになりスイッチング周波数が高い場合、半導体スイッチング素子に熱損失が発生しうることがあり、半導体スイッチング素子の故障やスパイク電流の発生によりノイズの発生源となった。

【0 0 2 3】

この熱損失が発生しノイズの発生する理由を同じく図4を用いて説明する。

（a）において、半導体スイッチング素子6がt 1 時点でターンオフ（電流ゼロになる）しても、（d）で他方の半導体スイッチング素子7の両端の電圧（実線）が0に下がるのに時間t 1ー t 2を必要としている。したがって、t 2 時点で他方の半導体スイッチング素子7にターンオン信号が加えられると、半導体スイッチング素子7のエミッターコレクタ間の電圧が0に下がっているのに、半導体スイッチング素子7は電圧からオン（導通）することとなり（これを「ゼロボルトスイッチング」と言う。）、熱損失やノイズの問題は生じない。

【0 0 2 4】

ところが、v d cの台形の傾きは共振の強さによって変わる。共振が強い（周波数が低い）と傾きが急で半導体スイッチング素子7の両端の電圧が早くゼロとなるが、共振が弱い（周波数が高くなる）と傾きが緩くなるので、ゼロボルトまで下がるのに時間がかかる。このように周波数が高い領域で駆動しているときは、共振周波数から離れているので、時定数が長くなって、（d）において、他方の半導体スイッチング素子7の両端の電圧（点線で示す）が0に下がるまでの時間が長くなり、時間t 1ー t 2の間に下がりきらず、時刻t 2を過ぎてもまだ所定の電圧（点線FのV t 2を参照）が加わっている。

したがって、通常通り、時点t 2で半導体スイッチング素子7にオン信号が加えられると、半導体スイッチング素子7のエミッターコレクタ間に所定の電圧V t 2が加わったままでもオンするので熱損失が発生した。また、大きなd v / d tの発生による急峻なスパイク電流が流れ、ノイズ源となった。

【0 0 2 5】

このようなハードスイッチング（電圧又は電流がゼロでなくても強制的に行うスイッチング）が行われても、デッドタイムは確保されているので、電源短絡といったような事故に繋がるものではなく、単に I G B T に熱損失が余分に発生するだけであり、しかしこれらの熱損失はヒートシンクで冷却されるので、これが生じててもインバータ動作は正常に続けられた。また、スパイク電流によるノイズは、大きな問題として取り上げられる値ではなかった。このため、従来のインバータ回路においては、ハードスイッチングの弊害については全く問題とされなかった。したがって、従来固定であったデッドタイム D T を変化させるようにして無駄なエネルギーが費やされることのない、半導体スイッチング素子の寿命に悪影響を及ぼさない、かつノイズの発生し難いインバータ回路も考えられている。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0026】

そこで、本発明の目的は、デッドタイム D T を固定させるタイプの高周波加熱装置のみならず、デッドタイム D T を周波数に対して種々に可変にするタイプの高周波加熱装置に対しても、ソフトスタートを適用させようとするもので、しかも極めて簡単な回路を付加することでこれを簡単に実現することができる高周波加熱装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0027】

上記課題を解決するため、請求項 1 記載の高周波加熱装置の発明は、交流電源と該交流電源の電圧を整流する整流回路と該整流回路の出力電圧を平滑する平滑コンデンサとから成る直流電源と、2 個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、かつ交流等価回路において前記共振回路の一端は前記直列回路の midpoint に、他端は前記直流電源の一端に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフするデッドタイム作成回路を備えた高周波加熱装置において、前記駆動手段が前記半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、該高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くすることを特徴とする。

【0028】

請求項 2 記載の高周波加熱装置の発明は、交流電源と該交流電源の電圧を整流する整流回路と該整流回路の出力電圧を平滑する平滑コンデンサとから成る直流電源と、2 個の半導体スイッチング素子からなる直列回路の 2 組と、リーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記 2 組の直列回路はそれぞれ前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路の一端は前記一方の直列回路の midpoint に、他端は他方の直列回路の midpoint に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフするデッドタイム作成回路を備えた高周波加熱装置において、前記駆動手段が前記半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、該高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くすることを特徴とする。

【0029】

請求項 3 記載の高周波加熱装置の発明は、交流電源と該交流電源の電圧を整流する整流回路と該整流回路の出力電圧を平滑する平滑コンデンサとから成る直流電源と、2 個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路は前記半導体スイッチング素子の一方に並列接続されると共に、それぞれの前記半導

体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの２次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフするデッドタイム作成回路を備えた高周波加熱装置において、前記駆動手段は前記半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、該高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くすることを特徴とする。

【００３０】

請求項４記載の発明は、請求項１～３のいずれか１項記載の高周波加熱装置において、前記交流電源の入力電流と基準電流との差から誤差信号を作成する誤差信号作成回路と、前記交流電源を整流して得られる整流電圧／整流電流を前記誤差信号作成回路の出力（誤差信号）によって補正する周波数変調信号作成回路とを備え、該周波数変調信号作成回路の出力を前記デッドタイム作成回路に与えるようにした高周波加熱装置において、前記周波数変調信号作成回路と前記デッドタイム作成回路との間に最低周波数制限回路を挿入し、該最低周波数制限回路は制限周波数と前記周波数変調信号作成回路の出力信号を基にして前記デッドタイム作成回路に与え、前記高周波加熱装置の動作開始時は該最低周波数制限回路の設定周波数を前記周波数変調信号作成回路の出力より高く設定し、動作開始からの時間経過とともに徐々に前記制限周波数を低減し、前記デッドタイム作成回路に与える信号は前記制限周波数の低減にあわせて、前記制限周波数と前記周波数変調信号作成回路の出力信号でスイッチング周波数が高い信号を時間経過とともに選択し、徐々に前記周波数変調信号作成回路の出力信号に切り換えるように構成したことを特徴とする。

【００３１】

請求項５記載の発明は、請求項４記載の高周波加熱装置において、前記最低周波数制限回路が、コンデンサを備え、前記高周波加熱装置の停止中に前記コンデンサを充電しておき、前記高周波加熱装置動作開始と共に該コンデンサの電圧を前記デッドタイム作成回路に与えかつ該コンデンサの充電電荷を放電させるようにしたことを特徴とする。

【００３２】

請求項６記載の発明は、請求項１～５のいずれか１項記載の高周波加熱装置において、前記デッドタイム作成回路が、スイッチング周波数に関係なく一定または微増であることを特徴とする。

請求項７記載の発明は、請求項１～５のいずれか１項記載の高周波加熱装置において、前記デッドタイム作成回路がスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする。

【００３３】

請求項８記載の発明は、請求項７記載の高周波加熱装置において、前記デッドタイム作成回路が、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させることを特徴とする。

【００３４】

請求項９記載の発明は、請求項７又は８記載の高周波加熱装置において、前記デッドタイム作成回路が、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを特徴とする。

【００３５】

請求項１０記載の発明は、請求項８又は９記載の高周波加熱装置において、所定のスイッチング周波数以下での前記デッドタイムの一定値若しくは微増値、又は所定のスイッチング周波数以上での前記デッドタイムの急増値が可変であることを特徴とする。

【００３６】

請求項１１記載の発明は、請求項８～１０のいずれか１項記載の高周波加熱装置において、前記所定のスイッチング周波数の値が可変であることを特徴とする。

【００３７】

請求項１２記載の発明は、請求項１～５のいずれか１項記載の高周波加熱装置において

、前記デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを階段状に増加させるものであることを特徴とする。

【0038】

請求項13記載の発明は、請求項1～12のいずれか1項記載の高周波加熱装置において、前記デッドタイム作成回路が、スイッチング周波数の増加に比例して第一の傾きで変化し、かつ所定のスイッチング周波数からは第二の傾きで変化するプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を基にデッドタイムを作成するものであることを特徴とする。

【0039】

請求項14記載の発明は、請求項1～13のいずれか1項記載の高周波加熱装置において、前記デッドタイム作成回路が、VCC電源と、デューティ制御電源と、スイッチング周波数に比例して変化する第一の電流と、所定の周波数から流れ出しかつスイッチング周波数に比例して変化する第二の電流と、前記二つの電流を合成してかつ所定の係数をかけた第三の電流と、前記デューティ制御電源に前記第三の電流に比例したプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を付加して成る二つの上位・下位電位を作成する上位・下位電位作成手段とを有し、前記二つの上位・下位電位を基にデッドタイムを作成することを特徴とする。

【0040】

請求項15記載の発明は、請求項14記載の高周波加熱装置において、前記デューティ制御電源の電圧および前記スイッチング周波数の少なくとも一方を変化させて入力電力または入力電流制御を行うようにしたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0041】

以上のような構成を採ることにより、電源短絡の生じない、IGBTに熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路であって、しかも簡単な回路の付加でソフトスタートが可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0042】

図5は本発明に係る2石ブリッジの駆動する高周波加熱装置を示している。

図において、この高周波加熱装置は、直流電源1、リーケージトランス2、第1の半導体スイッチング素子6、第1のコンデンサ4、第2のコンデンサ5、第3のコンデンサ（平滑コンデンサ）13、第2の半導体スイッチング素子7、駆動部8、全波倍電圧整流回路10、およびマグネトロン11とで主回路が構成されている。主回路の構成は図2と同じであるので、重複説明は省略する。

そして、半導体スイッチング素子6、7を制御する制御回路は、入力電流 I_{in} と基準電流 R_{ef} とからその差を求める誤差信号作成回路21と、誤差信号作成回路21と交流全波信号とから周波数変調信号を作成する周波数変調信号作成回路22と、本発明の目的を実現するためのソフトスタートを実施する最低周波数制限回路221と、三角波搬送波を作成する発振回路23と、デッドタイムをスイッチング周波数の大きさによって変化させるデッドタイム作成回路24と、発振回路23の三角波出力とデッドタイム作成回路24のVQ7CとVQ8Cの各出力から各矩形波を形成する矩形波形成回路25と、矩形波形成回路25の出力によってスイッチング素子をオン／オフさせるパルスが発生するスイッチング素子駆動回路26から構成され、スイッチング素子駆動回路26の各出力がスイッチング素子（IGBT）6、7のゲートに与えられる。

【0043】

図6はソフトスタートを実施する最低周波数制限回路の第1実施例を示している。

図において、221は第1実施例に係る最低周波数制限回路で、この最低周波数制限回路221は、トランジスタ221aと、抵抗221b、221d、221eと、コンデンサ221cと、スイッチ221fと、増幅器221gとを備え、トランジスタ221aはエミッタが抵抗221bに、コレクタがVCC電源に、ベースがコンデンサ221cにそ

れぞれ接続され、抵抗 221b は一端が周波数変調信号作成回路 22 の出力側に他端が前述のようにトランジスタ 221a のエミッタに接続され、コンデンサ 221c は一端が前述のようにトランジスタ 221a のベースに他端がアースに接続されている。また、抵抗 221e は一端が Vcc 電源に接続され、他端がスイッチ 221f と抵抗 221d とを介してアースに接続されている。スイッチ 221f は装置が停止時に ON となる常閉接点で、その抵抗 221d 側端子はコンデンサ 221c の＋側に接続されている。

【0044】

次に、この最低周波数制限回路 221 の動作について図 (b) を使って説明する。

高周波加熱装置が動作停止中はスイッチ 221f は ON 状態であるので、コンデンサ 221c は電圧 Vcc の抵抗 221e と 221d との分圧比で決まる電位に充電されている。したがって、トランジスタ 221a のベース電位が高く、トランジスタ 221a は ON 状態にあり、最低周波数制限回路 221 の出力端からは高電圧 V11 が出力される (図 b の V11)。

高周波加熱装置が動作開始する (図 b の t1) と、スイッチ 221f が開き (OFF) 、コンデンサ 221 の充電回路が遮断されるので、抵抗 221d を介して放電を開始する。したがって、トランジスタ 221a のベース電位は徐々に低下し、トランジスタ 221a の出力電位 V12 (図 b の V12) は曲線的に徐々に低下してゆく。最低周波数制限回路 221 には周波数変調信号作成回路 22 の出力信号 (全波整流) が入り、トランジスタ 221a の出力信号とワイアードオア回路で結ばれているので、トランジスタ 221a の出力電位と周波数変調信号作成回路 22 の出力電位との高い方が最低周波数制限回路 221 から出力され、定常高周波電圧 (図 b の V13) に移行する。

したがって、高周波加熱装置が動作停止中から動作開始、過渡状態、定常状態に至るまでの最低周波数制限回路 221 からの出力電圧は図 6 (b) のようになる。

【0045】

図 7 はソフトスタートを実施する最低周波数制限回路の第 2 実施例を示している。

図において、222 は第 2 実施例に係る最低周波数制限回路で、この最低周波数制限回路 222 は、トランジスタ 222a と、抵抗 222b、222d、222e と、コンデンサ 222c と、スイッチ 222f と、増幅器 222g と、定電流源 222h を備え、トランジスタ 222a はエミッタが抵抗 222b に、コレクタが Vcc 電源に、ベースがコンデンサ 222c にそれぞれ接続され、抵抗 222b は一端が周波数変調信号作成回路 22 の出力側に他端が前述のようにトランジスタ 222a のエミッタに接続され、コンデンサ 222c は一端が前述のようにトランジスタ 222a のベースに他端がアースに接続されている。また、抵抗 222e は一端が Vcc 電源に接続され、他端が抵抗 222d を介してアースに接続されている。スイッチ 222f は装置が停止時に ON となる常閉接点で、その一端はコンデンサ 222c の＋側に接続され、他端は抵抗 222e と抵抗 222d との接続点に接続されている。コンデンサ 222c の両端に定電流源 222h が接続されている。

【0046】

次に、この最低周波数制限回路 222 の動作について図 (b) を使って説明する。

高周波加熱装置が動作停止中はスイッチ 222f は ON 状態であるので、コンデンサ 222c は電圧 Vcc の抵抗 222e と 222d との分圧比で決まる電位 (定電流源 222h の影響を若干受けるが、その影響度は抵抗 222e と 222d の合成インピーダンスと定電流源の値により決まる。) に充電されている。電圧 Vcc に充電されている。したがって、トランジスタ 222a のベース電位が高く、トランジスタ 222a は ON 状態にあり、最低周波数制限回路 222 の出力端からは高電圧 V11 が出力される (図 b の V11)。

高周波加熱装置が動作開始する (図 b の t1) と、スイッチ 222f が開き (OFF) 、コンデンサ 222 の充電回路が遮断されるので、定電流源 222h を介して放電開始する。したがって、トランジスタ 222a のベース電位は徐々に低下し、トランジスタ 222a の出力電位 V12 (図 b の V12) は定電流源 222h の動きにより直線的に低下し

てゆく。最低周波数制限回路 2 2 2 には周波数変調信号作成回路 2 2 の出力信号（全波整流）が入り、トランジスタ 2 2 2 a の出力信号とワイアードオア回路で結ばれているので、トランジスタ 2 2 2 a の出力電位と周波数変調信号作成回路 2 2 の出力電位との高い方が最低周波数制限回路 2 2 2 から出力され、定常高周波電圧（図 b の V_{13} ）に移行する。

したがって、高周波加熱装置が動作停止中から動作開始、過渡状態、定常状態に至るまでの最低周波数制限回路 2 2 2 からの出力電圧は図 6（b）のようになる。

【0047】

トランジスタ Q 8、Q 7 のコレクタ電圧は、デッドタイム作成回路 2 4 からそれぞれ矩形波形成回路 2 5 に送られる（図 5）。また、発振回路 2 3 の三角波出力も矩形波形成回路 2 5 に送られる。

矩形波形成回路 2 5 はコンパレータ 2 5 1、2 5 2 の 2 個を有し、コンパレータ 2 5 1 の反転入力端子（－）にトランジスタ Q 8 のコレクタ電圧 V_{Q8C} が、コンパレータ 2 5 2 の非反転入力端子（＋）にトランジスタ Q 7 のコレクタ電圧 V_{Q7C} が与えられ、コンパレータ 2 5 1 の非反転入力端子（＋）とコンパレータ 2 5 2 の反転入力端子（－）に発振回路 2 3 の三角波出力が与えられる。

各コンパレータ 2 5 1、2 5 2 は、非反転入力端子（＋）の電位が反転入力端子（－）の電位よりも低いときは出力はなく（電位ゼロ）、非反転入力端子（＋）の電位が反転入力端子（－）の電位を超えている間は出力を出す（電位ハイ）ようになっている。

【0048】

デッドタイム D T は以下の 3 つのカテゴリーに分けることができる。

（１）：周波数如何にかかわらず一定（固定）とするもの。

これは従来から行われていたものである。

これに対して、スイッチング周波数に応じて可変とするものとして、

（２）：所定のスイッチング周波数を超えると、スイッチング周波数の増加とともに連続的に増加するもの。

（３）：所定のスイッチング周波数を超えると、スイッチング周波数の増加とともに階段状に増加するもの。

の（２）と（３）が考えられる。

そして、本発明に係るソフトスタートを実施する回路は、上記（１）～（３）のいずれのものにも適用されることができるのである。

【0049】

図 8 は上記（２）の所定のスイッチング周波数を超えると、スイッチング周波数の増加とともに連続的に増加するデッドタイムの作成原理を説明する図で、（a）は発振回路 2 3 とデッドタイム作成回路 2 4 の各出力と矩形波形成回路 2 5 の出力の関係を説明する図、（b）は所定周波数以下ではデッドタイム D T が変わらない原理を説明する図である。

図 8 において、 t_1 時点より前では、コンパレータ 2 5 2（図 5 参照）は非反転入力端子（＋）の電位 V_{Q7C} が反転入力端子（－）の三角波の電位を超えているので半導体スイッチング素子がオンしている（出力 1）。同じ時、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子（＋）の三角波の電位が反転入力端子（－）の電位 V_{Q8C} よりも低いので半導体スイッチング素子はオフである（出力 0）。

【0050】

（１） t_1 時点で、コンパレータ 2 5 2 は非反転入力端子（＋）の電位 V_{Q7C} が反転入力端子（－）の三角波の電位より低くなるので出力 0 となる。

（２） $t_1 \sim t_4$ 、コンパレータ 2 5 2 は出力 0 が続く。

（３） t_2 時点で、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子（＋）の三角波の電位が反転入力端子（－）の電位 V_{Q8C} よりも高くなるので出力 1 となる。

（４） $t_2 \sim t_3$ 、コンパレータ 2 5 1 は出力 1 が続く。

（５） t_3 時点で、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子（＋）の三角波の電位が反転

入力端子（－）の電位 V_{Q8C} よりも低くなるので出力は 0 となる。

（６） t_4 時点で、コンパレータ 252 は非反転入力端子（＋）の電位 V_{Q7C} が反転入力端子（－）の三角波の電位より高くなるので出力 1 となる。

（７） $t_4 \sim t_5$ で、コンパレータ 252 は出力 1 が続く。

（８） t_5 時点で、コンパレータ 252 は非反転入力端子（＋）の電位 V_{Q7C} が反転入力端子（－）の三角波の電位より低くなるので出力 0 となる。

（９） $t_3 \sim t_6$ 、コンパレータ 251 は出力 0 が続く。

以下、同様に繰り返す。

【0051】

コンパレータ 251、252 の出力はスイッチング素子（IGBT）駆動回路 26 に与えられて、同じタイミングでスイッチング素子 6、7 がオン、オフされる。

このようにして、スイッチング素子 6、7 が同時にオフとなっている期間 $t_1 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_5 \sim t_6$ がデッドタイム DT として得られる。

【0052】

デッドタイム DT の期間は、従来は周波数如何にかかわらず一定（固定）であったが、これを改良するものとして、デッドタイム DT をスイッチング周波数に応じて可変とすることができる。ここでは、所定の周波数 f_1 より小さいときはデッドタイム DT は所定の不変値（または微増値）とし、所定のスイッチング周波数 f_1 より大きいときはデッドタイム DT は増加させるようにしている。

【0053】

そこで、図 8（b）を用いて、所定のスイッチング周波数 f_1 より小さいときはデッドタイム DT は所定の不変値となる原理を説明する。

図で周波数が高い（実線）ときは、図 8（a）で先に実線の V_{Q8C} と V_{Q7C} と三角波を用いて説明したように、 V_{Q8C} と V_{Q7C} と三角波との間で、電位 V_{Q7C} が三角波の電位より低くなる t_1 時点で出力 0 となり、三角波の電位が電位 V_{Q8C} より高くなり出力 1 となる t_2 時点までの間がデッドタイム DT として確保される。

そこで周波数が低くなると点線で示す三角波となり、その傾きは緩くなる。そこで、ここでは、同じデッドタイム DT が得られるようにするため、 t_1 時点と t_2 時点からそれぞれ点線で示す三角波に向けて引いた垂線との交点 C_1 、 C_2 を通る電位 V_{Q7C1} と V_{Q8C1} となるように、各オフセット電圧を決めている。抵抗 R_8 、 R_7 は一定であるので、このようなオフセット電圧となるような電流 I_8 、 I_7 を各抵抗 R_8 、 R_7 に流すようにしている。

このようにすることにより、周波数が変化して三角波が実線から点線のように変わったとしても、点線で示す三角波が 2 つの電位 V_{Q7C1} と V_{Q8C1} を横切る時点 t_1 、 t_2 は同じ時点となるので、デッドタイム DT は同じになる。

【0054】

図 9 はデッドタイム作成回路の具体例を示している。

図において、 Q_{01} 、 Q_{02} 、 $Q_1 \sim Q_8$ はトランジスタ、 $R_1 \sim R_{10}$ は抵抗である。トランジスタ Q_1 、 Q_3 、 Q_4 、 Q_5 、 Q_6 、 Q_7 、 Q_8 に流れる電流をそれぞれ I_1 、 I_3 、 I_4 、 I_5 、 I_6 、 I_7 、 I_8 とし、トランジスタ Q_5 、 Q_6 、 Q_7 のエミッタ電位をそれぞれ V_{Q5E} 、 V_{Q6E} 、 V_{Q7E} とし、トランジスタ Q_7 、 Q_8 のコレクタ電位をそれぞれ V_{Q7C} 、 V_{Q8C} とする。トランジスタ Q_1 と Q_2 とでカレントミラー回路を構成している。同じくトランジスタ Q_1 と Q_{04} とで、トランジスタ Q_3 と Q_4 とで、トランジスタ Q_{05} と Q_8 とで、それぞれカレントミラー回路を構成している。トランジスタ Q_{04} の出力は発振回路 23（図 13）へ与えられる。

また、トランジスタ Q_1 と Q_3 とはそれぞれエミッタ側を V_{cc} に、コレクタ側をそれぞれトランジスタ Q_{01} と Q_{03} のコレクタ側に接続され、トランジスタ Q_{01} と Q_{03} のエミッタ側はそれぞれ端子 MOD 、端子 $DTADD$ に接続され、端子 MOD と端子 $DTADD$ はそれぞれ分圧抵抗を介して接地されている。トランジスタ Q_{01} と Q_{03} のベースはトランジスタ Q_{02} のエミッタ側に接続され、トランジスタ Q_{02} のコレクタ側は接

地されている。トランジスタQ 0 2のベースには周波数変調信号作成回路2 2（図5）の出力である発振周波数の制御電圧が加えられる。

【0 0 5 5】

V c c（ここでは1 2 V）とアースの間にV c c側から、抵抗R 1 0、抵抗R 8、抵抗R 7、抵抗R 9の直列接続回路が設けられ、かつ抵抗R 1 0と抵抗R 8の間にトランジスタQ 8がエミッタ側を抵抗R 1 0に、コレクタ側を抵抗R 8にして設けられている。また、抵抗R 7と抵抗R 9の間にトランジスタQ 7がエミッタ側を抵抗R 9に、コレクタ側を抵抗R 7にして設けられている。抵抗R 8と抵抗R 7の間には $1/2 V c c$ （ここでは6 V）が印加されている。この6 Vを中心として、上方の抵抗R 8の電圧降下は $I 8 \times R 8$ であり、下方の抵抗R 7の電圧降下は $I 7 \times R 7$ である。電流I 8および電流I 7は周波数によって変えている。これによって、抵抗R 7、R 8の電圧降下分は周波数によって変化し、その結果、6 Vを中心にオフセット電圧V Q 8 CとV Q 7 Cが変化する。

トランジスタQ 8のベースにはカレントミラー回路を構成するトランジスタQ 0 5のベース電圧が加えられる。トランジスタQ 0 5、Q 8の特性が等しく、各抵抗値も等しければ、 $I 6 = I 7 = I 8$ 、 $I 3 = I 4$ 、となる。

ただし、 $I 1 = I 2$ 、 $I 3 = I 4$ 、 $I 6 = (I 7 = I 8)$ に限定されるものではなく、比例関係にあればよい。

なお、 $I 7 = I 8$ は必要である。

【0 0 5 6】

次に、デッドタイム作成回路の動作（すなわち、所定にスイッチング周波数以下のときはデッドタイムD Tを不変（または微増）とし、所定のスイッチング周波数以上のときはデッドタイムD Tを増加させる）について説明する。

【0 0 5 7】

1）I 3が流れていない範囲（すなわち、発振周波数が低い範囲）ではデッドタイムD Tが不変（または微増）となる理由：

I 3が流れていない範囲では、

$I 1 = I 2 = I 5$ 、となり、

また、 $V Q 5 E = V Q 6 E = V Q 7 E$

$I 5 \times R 5 = I 6 \times R 6 = I 7 \times R 9 = I 1 \times R 5$ 、となる。

トランジスタQ 8、Q 7に流れる電流I 8、I 7はそれぞれ次のようになる。

$I 8 = I 6 = I 1 \times (R 5 / R 6)$

$I 7 = I 1 \times (R 5 / R 9)$

オフセット電圧V R 8、V R 7はそれぞれ次のようになる。

$V R 8 = I 8 \times R 8 = \{ I 1 \times (R 5 / R 6) \} \times R 8$

$= I 1 \times R 5 \times (R 8 / R 6)$

$V R 7 = I 1 \times R 5 \times (R 7 / R 9)$

V Q 8 CとV Q 7 Cは、6 Vに上記オフセット電圧を加減したものであるから、

$V Q 8 C = 6 V + V R 8 = 6 V + I 1 \times R 5 \times (R 8 / R 6)$

$V Q 7 C = 6 V - V R 7 = 6 V - I 1 \times R 5 \times (R 7 / R 9) \quad \cdots (1)$

【0 0 5 8】

このように、周波数が低い（デッドタイムが一定でよい）範囲での電流I 8、I 7は三角波の充放電電流I 1と比例関係にあるので、三角波の充放電電流I 1を何倍かした値で用いることができる。これは図9のようなミラー回路で実現できる。電流I 5に対して電流I 6とI 8をある一定の係数に置き、電流I 6とI 8を同じにし、電流I 5に対して電流I 7をある一定の係数に置いて、電流I 7と電流I 8は同じにしている。

【0 0 5 9】

図10は、可変デッドタイム作成回路が有する電流一周波数特性を示している。

図において、I 1、I 3、I 5はそれぞれ図9のトランジスタQ 1、Q 3、Q 5に流れる電流である。I 5は $I 1 + I 3$ である。

周波数が低いf 1以下においては、電流I 1（I 5）は一定（I 5 1）ないし微増（I

5 2) となっているが、周波数が f_1 以上の高い範囲においては、周波数 f_1 を変曲点として I_3 が急峻に流れ始めるので、これと I_1 との合計である I_5 は急激に増加する。

【0060】

以上の V_{Q8C} と V_{Q7C} の式 (1) と図 10 とから判ることは、発振周波数が低い範囲では V_{Q8C} と V_{Q7C} は共に発振回路のコンデンサの充放電電流 I_1 に比例したオフセット電圧が得られるので、図 10 のように充放電電流 I_1 が一定であればデッドタイムは一定になり、また充放電電流 I_1 が微増となればデッドタイムも微増となるということである。

【0061】

2) これに対して、 I_3 が流れている範囲 (すなわち、発振周波数が高い範囲) ではデッドタイム D_T が変わる。その理由を次に述べる。

図 9 において、発振周波数が低い範囲では電流 $I_3 = 0$ だったが、発振周波数が高い範囲では電流 I_3 を次のようにして流すようにしている。すなわち、発振周波数制御電圧のトランジスタ Q_{02} のエミッタ電位が接点 D_{TAD} 点の電位よりも低いときは、端子 D_{TAD} に接続されているトランジスタ Q_{03} はオンしない (したがって、電流 I_3 は流れなかった) が、発振周波数制御電圧のトランジスタ Q_{02} のエミッタ電位が端子 D_{TAD} 点の電位よりも高くなると、端子 D_{TAD} に接続されているトランジスタ Q_{03} はオンするので、電流 I_3 が流れ出す。図 10 において、発振周波数が f_1 より低い領域では電流 I_{51} は一定又は電流 I_{52} は微増であったが、発振周波数が f_1 より高い領域では、それまで 0 であった I_3 が急激に流れ始めるので、 $I_5 = I_1 + I_3$ となる。

I_3 が流れている範囲では、

$$I_5 = I_2 + I_4 = I_1 + I_3$$

$$I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6 = I_7 \times R_9 = (I_1 + I_3) \times R_5、\text{となる。}$$

したがって、トランジスタ Q_8 、 Q_7 のコレクタ電圧はそれぞれ式 (2) のようになる。

$$V_{Q8C} = 6V + V_{R8} = 6V + (I_1 + I_3) \times R_5 \times (R_8 / R_6)$$

$$V_{Q7C} = 6V - V_{R7} = 6V - (I_1 + I_3) \times R_5 \times (R_7 / R_9)$$

・・・・・・ (2)

(a) の回路において、第 1 のコンデンサ C_{41} 、第 2 のコンデンサ C_{42} 、の容量設定により、第 3 のコンデンサ C_5 を省略した回路においても同様の効果が得られる。

【0062】

以上の V_{Q8C} と V_{Q7C} の式 (2) と図 10 とから判ることは、 V_{Q8C} と V_{Q7C} は共に電流 I_3 に比例したオフセット電圧が得られ、図 10 のように電流 I_3 が急増すると、トランジスタ Q_8 と Q_7 のコレクタ電位 V_{Q8C} と V_{Q7C} は電流 $I_5 (= I_1 + I_3)$ の関数となっているので、電流 I_5 が増加し、これにつれてトランジスタ Q_8 と Q_7 のコレクタ電位 V_{Q8C} と V_{Q7C} は増加する。そして各コレクタ電位 V_{Q8C} と V_{Q7C} が増加すると、図 8 においてコレクタ電位 V_{Q8C} は図示の位置よりも上昇し、 V_{Q7C} は図示の位置よりも降下するので、デッドタイム D_T の開始点である三角波と V_{Q7C} の交点は早くなり、デッドタイム D_T の終了点である三角波と V_{Q8C} の交点は遅くなるため、デッドタイム D_T は図示の幅よりも増加する。

【0063】

図 11 は、前記 (2) の「所定のスイッチング周波数を超えると、スイッチング周波数の増加とともに連続的に増加するデッドタイム D_T 」の種々の例を示し、図 12 は前記 (3) の「所定のスイッチング周波数を超えると、スイッチング周波数の増加とともに階段状に増加するデッドタイム D_T 」の例を示すものである。

【0064】

図 11 (a) では、所定のスイッチング周波数 f_1 以下でデッドタイム D_T を一定 (または微増) させ、所定のスイッチング周波数 f_1 以上でデッドタイム D_T を急増させている。

図 11 (b) は図 11 (a) の変形例である。

図 1 1 (b) の (イ) は図 1 1 (a) の所定のスイッチング周波数 f_1 以下での前記デッドタイムの一定値または微増値 L_1 を L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} のように可変とし、および所定のスイッチング周波数 f_1 以上でのデッドタイム DT の急増値 L_2 を、 L_{21} 、 L_{22} 、 L_{23} のように可変としている。

これは図 9 の端子 $DTMULTI$ の抵抗 R_5 と抵抗 R_6 の比率を変えることで行える。すなわち、 $I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6$

であるから、 R_5 と R_6 の比を変えれば I_5 と I_6 の比も変わる。 I_6 は I_7 、 I_8 の値を決めているので、 I_5 と I_6 の比が変われば、 I_5 に対する I_7 、 I_8 の値も変わるので、 $6V$ からのオフセット電圧も変わる。よってデッドタイム DT も変わる。このようにすれば、デッドタイム DT は同じ周波数であっても変わることができる。

【 0 0 6 5 】

図 1 1 (b) の (ロ) は図 1 1 (a) の所定のスイッチング周波数 f_1 においてデッドタイム勾配を L_{24} 、 L_{25} 、 L_{26} のように可変としている。

この勾配は接点 $DTADD$ の上下の抵抗 R_{31} 、 R_{32} の合成抵抗値で決まる。合成抵抗値が大きいと V_{cc} から流れる電流は余り流れないので、傾きは小さくなり (L_{26})、逆に合成抵抗値が小さいと V_{cc} から流れる電流は多くなり、傾きは大きくなる (L_{24})。すなわち、電流 I_3 が多く流れると、電流 I_7 、 I_8 も多く増えるので、抵抗 R_7 、 R_8 の電圧降下が多くなり、 $6V$ からのオフセット電圧が増える。したがって、トランジスタ Q_8 、 Q_7 のコレクタ電圧は前記式 (2) によって、増加する。

なお、発振周波数が高くなるとデッドタイム DT が狭まる方向に作用するが、オフセット電圧の増加はそれ以上にデッドタイム DT が長くなる方向に働く。

【 0 0 6 6 】

図 1 1 (b) の (ハ) は図 1 1 (a) の変曲点となる所定のスイッチング周波数 f_1 を、 f_0 、 f_2 のように可変としている。

この変曲点は端子 $DTADD$ 点の上下の抵抗 R_{31} 、 R_{32} の抵抗比によって変えられる。すなわち、トランジスタ q_{02} のベースに加えられる発振周波数制御電圧がその抵抗比で決まる電圧を超えたら電流 I_3 が流れ始めるので、この抵抗 R_{31} 、 R_{32} の抵抗比が変曲点となる。抵抗 $R_{31} > R_{32}$ であれば抵抗比で決まる電圧は低いので早く電流 I_3 が流れ始める。電流 I_3 が流れると、電流 I_7 、 I_8 も流れるので、抵抗 R_7 、 R_8 の電圧降下が生じ、 $6V$ からのオフセット電圧が増え、したがって、トランジスタ Q_8 、 Q_7 のコレクタ電圧は前記式 (2) によって増加し、デッドタイム DT は早く増加を始める (f_0)。逆に、抵抗 $R_{31} < R_{32}$ であれば抵抗比で決まる電圧は高いので電流 I_3 が流れ始めるまでに時間がかかり、デッドタイム DT の増加は遅く始まる (f_2)。

【 0 0 6 7 】

図 1 2 はデッドタイム DT の可変の第 2 の実施例である。

図 1 1 (a) では変曲点となる所定のスイッチング周波数 f_1 を境にデッドタイム DT は、スイッチング周波数 f_1 以下では L_1 のように一定または微増であり、スイッチング周波数 f_1 以上では L_2 のように急増させるものであったが、図 1 2 では、スイッチング周波数が f_0 、 f_1 、 f_2 、 f_3 と高くなるにしたがってデッドタイム DT をそれぞれ L_3 、 L_4 、 L_5 、 L_6 と階段状に増加させるものである。

このような階段状の構成は、図 1 1 (b) の (イ) で説明したデッドタイム L_{11} 、 L_{12} 、 L_{13} を作成する手法を採用すれば簡単に実現することができる。すなわち、図 9 の端子 $DTMULTI$ の抵抗 R_5 と抵抗 R_6 をトランジスタ等の可変抵抗素子で構成し、所定の周波数でその比率を変えるようにすれば階段状の構成が得られる。

【 0 0 6 8 】

図 1 3 は図 5 の発振回路 2 3 の 1 例を示している。

発振回路 2 3 はコンパレータ 2 3 1、2 3 2 の 2 個を有し、コンパレータ 2 3 1 の反転入力端子 a (-) に分圧抵抗 2 3 5 の電圧 V_1 が、コンパレータ 2 3 2 の非反転入力端子 b (+) に分圧抵抗 2 3 6 の電圧 V_2 (ただし、 $V_1 > V_2$) が、コンパレータ 2 3 1 の非反転入力端子 b (+) とコンパレータ 2 3 2 の反転入力端子 a (-) にコンデンサ 2 3

4の電圧が与えられる。

各コンパレータ231, 232は、非反転入力端子b(+)の電位が反転入力端子a(-)の電位よりも低いときは出力はゼロ、非反転入力端子b(+)の電位が反転入力端子a(-)の電位を超えている間は出力1を出すようになっている。

【0069】

各オペアンプ231, 232の出力は、SRフリップフロップ233のS端子とR端子に入れられる。SRフリップフロップ233の非Q端子の出力でコンデンサ234の充放電回路が形成される。

そこで、今、図13に示すように、コンデンサ234の充電回路が形成されていると、コンデンサ234の電位が上昇する。このコンデンサ234の電位が出力される。これに伴ってコンパレータ231の非反転入力端子b(+)の電位が上昇し、反転入力端子a(-)の電位V1を超えたとき出力1がS端子に加えられ、非Q端子の出力でコンデンサ234の放電回路が形成される。以後、コンデンサ234の電位が降下し、このコンデンサ234の電位が出力される。これに伴ってコンパレータ232の非反転入力端子b(+)の電位が降下し、反転入力端子a(-)の電位V2以下になったとき出力1がR端子に加えられ、非Q端子の出力でコンデンサ234の充電回路が形成される。

以上のようにして、コンデンサ234の充放電電位が出力され、三角波発振回路23が得られる。また、充電電流I_rの大きさに、三角波の勾配が決まる。

【0070】

なお、本発明に係る2石ブリッジの駆動する高周波加熱装置のインバータ回路としては、図5で示した高周波加熱装置に限られるものではなく、この他2石でブリッジのアームを構成したスイッチング素子を用いた共振型回路方式のインバータ回路であればすべてに適用可能である。

図14はこれらのインバータ回路の3種を示すものである。

図14(a)において、直流電源1は商用電源を全波整流して直流電圧V_{DC}を第1のコンデンサ41と第2のコンデンサ42との直列接続回路に、および第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7との直列接続回路に印加する。第1のコンデンサ41と第2のコンデンサ42の接続点と第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の接続点との間にリーケージトランス2の1次巻線3と第3のコンデンサ5の直列接続回路が接続されている。第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の各ベースには、駆動部8からの制御信号が与えられる。そして駆動部8の中に、デッドタイム作成回路24が組み込まれている。なお、リーケージトランス2の2次側およびマグネトロンは図示省略している。

そして、本発明の目的を実現するためのソフトスタートを実施する最低周波数制限回路は、図5と全く同じようにこの回路にも適用することができる。すなわち、図5において、入力電流I_{in}と基準電流R_{ef}とからその差を求める誤差信号作成回路21と、誤差信号作成回路21と交流全波信号とから周波数変調信号を作成する周波数変調信号作成回路22と、本発明の目的を実現するためのソフトスタートを実施する最低周波数制限回路221と、三角波搬送波を作成する発振回路23と、デッドタイム作成回路24と、発振回路23の三角波出力とデッドタイム作成回路24のV_{Q7C}とV_{Q8C}の各出力から各矩形波を形成する矩形波形成回路25と、矩形波形成回路25の出力によってスイッチング素子をオン／オフさせるパルスが発生するスイッチング素子駆動回路26を設ければよい。

このようにすることにより、電源短絡の生じない、IGBTに熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路であって、しかも簡単な回路の付加でソフトスタートが可能となる。

【0071】

図14(b)において、直流電源1は商用電源を全波整流して直流電圧V_{DC}をリーケージトランス2の1次巻線3と第1のコンデンサ5と第2のコンデンサ43との直列接続回路に、および第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7との

直列接続回路に印加する。第1のコンデンサ5と第2のコンデンサ43の接続点と第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の接続点との間を短絡している。第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7の各ベースには、駆動部8とからの制御信号が与えられる。そして駆動部8の中にデッドタイム作成回路24が組み込まれている。なお、リーケージトランス2の2次側およびマグネトロンは図示省略している。

そして、本発明の目的を実現するためのソフトスタートを実施する最低周波数制限回路は、図5と全く同じようにこの回路にも適用することができる。すなわち、図5において、入力電流 I_{in} と基準電流 R_{ef} とからその差を求める誤差信号作成回路21と、誤差信号作成回路21と交流全波信号とから周波数変調信号を作成する周波数変調信号作成回路22と、本発明の目的を実現するためのソフトスタートを実施する最低周波数制限回路221と、三角波搬送波を作成する発振回路23と、デッドタイム作成回路24と、発振回路23の三角波出力とデッドタイム作成回路24のVQ7CとVQ8Cの各出力から各矩形波を形成する矩形波形成回路25と、矩形波形成回路25の出力によってスイッチング素子をオン／オフさせるパルスが発生するスイッチング素子駆動回路26を設ければよい。

このようにすることにより、電源短絡の生じない、IGBTに熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路であって、しかも簡単な回路の付加でソフトスタートが可能となる。

【0072】

図14(c)はフルブリッジ回路を示す回路である。

図において、直流電源1は商用電源を全波整流して直流電圧VDCを第1の半導体スイッチング素子61と第2の半導体スイッチング素子71との直列接続回路におよび第3の半導体スイッチング素子62と第4の半導体スイッチング素子72との直列接続回路にそれぞれ印加する。第1の半導体スイッチング素子61と第2の半導体スイッチング素子71の接続点と第3の半導体スイッチング素子62と第4の半導体スイッチング素子72の接続点との間にリーケージトランス2の1次巻線3と第3のコンデンサ5の直列接続回路が接続されている。第3のコンデンサ5は省略することができる。第1の半導体スイッチング素子61、第2の半導体スイッチング素子71、第3の半導体スイッチング素子62、そして第4の半導体スイッチング素子72の各ベースには、駆動部8とからの制御信号が与えられる。そして駆動部8の中にデッドタイム作成回路24が組み込まれている。なお、リーケージトランス2の2次側およびマグネトロンは図示省略している。

そして、本発明の目的を実現するためのソフトスタートを実施する最低周波数制限回路は、図5と全く同じようにこの回路にも適用することができる。すなわち、図5において、入力電流 I_{in} と基準電流 R_{ef} とからその差を求める誤差信号作成回路21と、誤差信号作成回路21と交流全波信号とから周波数変調信号を作成する周波数変調信号作成回路22と、本発明の目的を実現するためのソフトスタートを実施する最低周波数制限回路221と、三角波搬送波を作成する発振回路23と、デッドタイム作成回路24と、発振回路23の三角波出力とデッドタイム作成回路24のVQ7CとVQ8Cの各出力から各矩形波を形成する矩形波形成回路25と、矩形波形成回路25の出力によってスイッチング素子をオン／オフさせるパルスが発生するスイッチング素子駆動回路26を設ければよい。

このようにすることにより、電源短絡の生じない、IGBTに熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路であって、しかも簡単な回路の付加でソフトスタートが可能となる。

【0073】

図15は本発明に係るインバータ回路の周波数対位相特性を示す線図である。図15において、電圧の低い位相0や180度近傍では周波数を小さくし、位相90度や180度近傍では周波数を大きくするようにしている。このことにより、電圧の低い位相0や180度近傍では周波数を小さくしているのので、図1の電流対使用周波数特性から出力電流（

電圧)は大きくなり、逆に位相90度や270度近傍では電圧は十分に高いので、周波数を最大にして図1の電流対使用周波数特性から出力電流(電圧)を絞っている。その結果、図16に示すように、位相0度~180度(180度~360度)に亘って出力電圧は均一に近いものとなる。

【0074】

これに対して、図15の周波数対位相特性を点線F0で示す線図のように位相に対して何も変化させない場合は、電圧の低い位相0や180度近傍でも周波数は大きいので、図1の電流対使用周波数特性から出力電流(電圧)は小さいままであり、その結果、図16に点線V1で示すように、位相0度や180度近傍で十分な電圧が得られないものになってしまう。

【0075】

また、実線F1は直流電源をつくるときの交流電流をCTで転出した入力電流Ri(図5)が基準電流Refと等しくて誤差ゼロの場合の周波数一位相線図であり、実線F2は入力電流Riが基準電流Refよりも大きい場合の周波数一位相線図であり、図1の使用範囲内で周波数を高くして電流を下げるようにし、実線F3は入力電流Riが基準電流Refよりも小さい場合の周波数一位相線図であり、図1の使用範囲内で周波数を低くして電流を増加させている。

【0076】

図16において、Vinは商用電源の電圧波形であり、その上の点線V1は全位相に亘ってある一定の周波数でスイッチングした場合の電圧波形で、V0はさらにこれに図15のような周波数変調を加えるた電圧(昇圧トランスの2次側電圧)である。Vin、V1、V0はそれぞれ比率は大きく異なるが見易いように同一図上に表している。図15の点線F0のように変調をかけない一定の周波数のときの昇圧トランスの2次側電圧は点線V1であり、この波形は非線形であるマグネトロンの負荷には整合していない。これに対して、図15の線図F1のように、電圧の低い位相0や180度近傍では周波数を小さくし、位相90度や180度近傍では周波数を大きくすることにより、電圧の低い位相0や180度近傍では出力電流(電圧)は大きくなり、逆に位相90度や270度近傍では出力電流(電圧)を絞っているので、図16のV0に示すように、位相0度~180度(180度~360度)に亘ってどの位相においても一定の電圧が昇圧トランスの2次側に発生するようにしている。この波形は非線形であるマグネトロンの負荷には整合している。

【0077】

なお、図5のスイッチング素子(IGBT)6、7をデューティ制御した場合も、このデッドタイム作成回路はデッドタイムの制御に有効である。なぜなら、デッドタイムの制御のためにコレクタ電圧VQ7CとVQ8Cを連動させて上下させるには、中心電圧6Vを変えればよく、この6Vを変えることによって、2個のトランジスタQ8、Q7のオン・オフの比を変える(デューティ制御)ことができるからである。すなわち、2つのトランジスタのデューティ比が50対50のとき(12V電源で動作させているので、6Vで動作させているとき)が出力が最も高く、6V以下または以上にしてゆくと、2つのトランジスタのコレクタ電圧VQ8CとVQ7Cを連動させて同時に上下させることになり、2つのトランジスタのオン・オフ比が変わってゆき、したがって出力が減ってゆく。しかしながら、この場合でも、抵抗R8とR7に発生するオフセット電圧は変わらないので、一定のまま推移する。よってこの回路はデューティ制御の場合にもデッドタイムの可変に有効となることが判る。

【0078】

以上のように、本発明によれば、直流をチョッピングして交流を出力するための2個の半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段が半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くするものであり、具体的に、交流電源の入力電流と基準電流との差から誤差信号を作成する誤差信号作成回路と、前記交流電源を整流して得られる整流電圧/整流電流を前記誤差信号作成回路の出力(誤差

信号)によって補正する周波数変調信号作成回路とを備え、該周波数変調信号作成回路の出力をデッドタイム作成回路に与えるようにした高周波加熱装置において、前記周波数変調信号作成回路と前記デッドタイム作成回路との間に最低周波数制限回路を挿入し、該最低周波数制限回路は制限周波数と前記周波数変調信号作成回路の出力信号を基にして前記デッドタイム作成回路に与え、前記高周波加熱装置の動作開始時は該最低周波数制限回路の設定周波数を前記周波数変調信号作成回路の出力より高く設定し、動作開始からの時間経過とともに徐々に前記制限周波数を低減し、前記デッドタイム作成回路に与える信号は前記制限周波数の低減にあわせて、前記制限周波数と前記周波数変調信号作成回路の出力信号でスイッチング周波数が高い信号を時間経過とともに選択し、徐々に前記周波数変調信号作成回路の出力信号に切り換えるように構成し、また、前記最低周波数制限回路が、コンデンサを備え、前記高周波加熱装置の停止中に前記コンデンサを充電しておき、前記高周波加熱装置動作開始と共に該コンデンサの電圧を前記デッドタイム作成回路に与え、かつ該コンデンサの充電電荷を放電させるようにしたこと、I G B Tに熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路を得ると共に、簡単な回路でソフトスタートが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0079】

【図1】本発明に係るインバータ共振回路に一定電圧を印加した場合の電流対使用周波数特性を示す線図である。

【図2】特許文献1記載の2石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の1例である。

【図3】図2の回路が動作する各モードを示している。

【図4】回路中の半導体スイッチング素子等の電圧電流波形図を示している。

【図5】本発明に係る2石ブリッジの駆動する高周波加熱装置を示している。

【図6】ソフトスタートを実施する最低周波数制限回路の第1実施例を示している。

【図7】ソフトスタートを実施する最低周波数制限回路の第2実施例を示している。

【図8】デッドタイムの作成原理を説明する図で、(a)は共振回路とデッドタイム作成回路の各出力と矩形波形成回路の出力の関係を説明する図であり、(b)は周波数が低い範囲では周波数が変わってもデッドタイムDTが変わらない原理を説明する図である。

【図9】デッドタイム作成回路の具体例である。

【図10】デッドタイム作成回路が有する電流一周波数特性を示している。

【図11】デッドタイム一周波数特性図で、(a)は周波数 f_1 以下でデッドタイムDTを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数 f_1 以上でデッドタイムDTを急増させる例、(b)は変形例で、(イ)デッドタイムの一定値および急増値を上下可変する例、(ロ)は周波数 f_1 での勾配を可変する例、(ハ)は変曲点周波数を左右に移動可変する例をそれぞれ示している。

【図12】デッドタイムDTを可変にする第2の実施例である。

【図13】図5の共振回路の1例を示している。

【図14】2石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の他の3例である。

【図15】本発明に係るインバータ回路の周波数対位相特性を示す線図である。

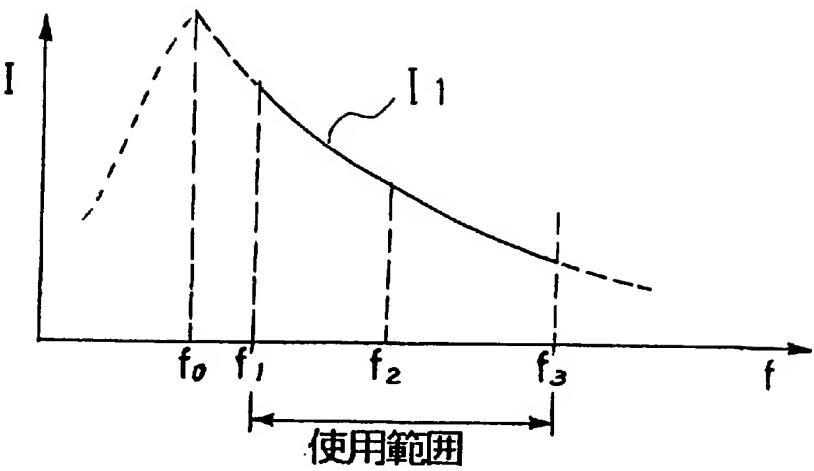
【図16】インバータ回路の出力電圧対位相特性を示す線図である。

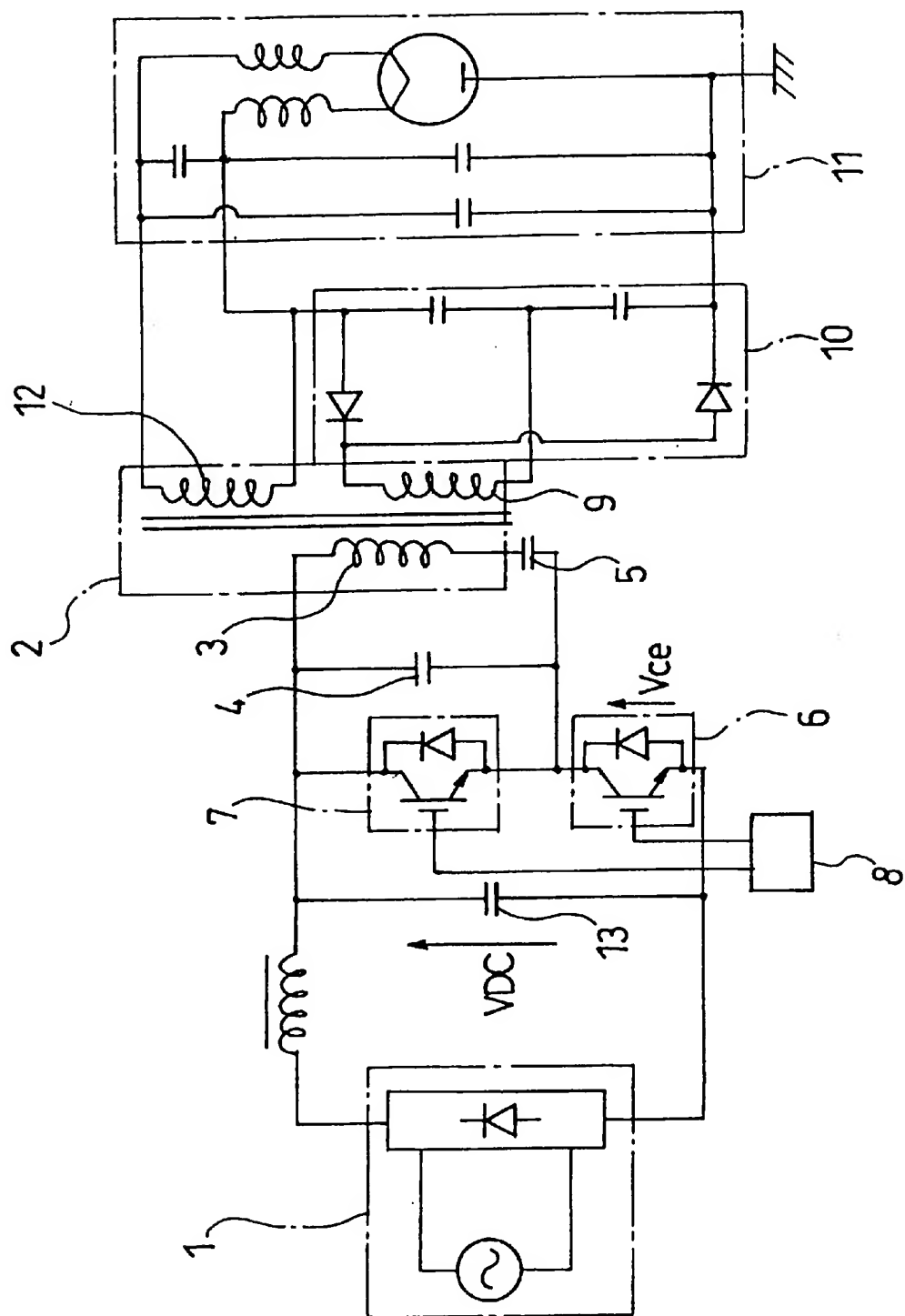
【符号の説明】

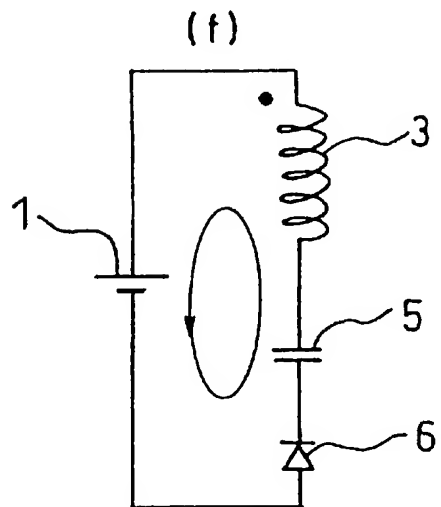
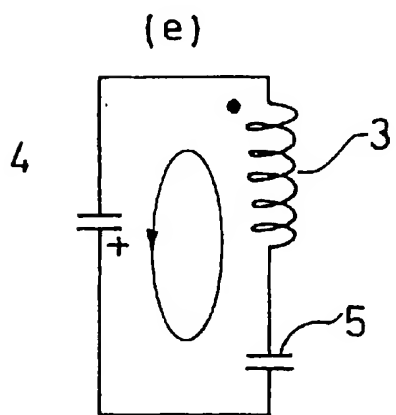
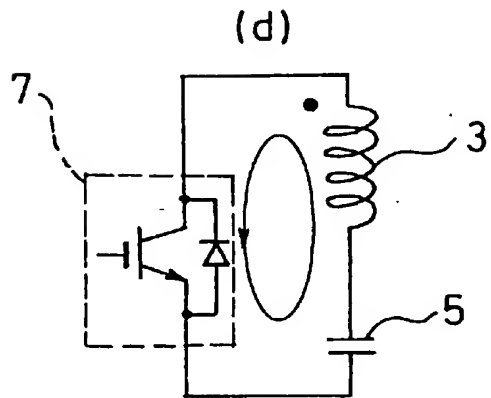
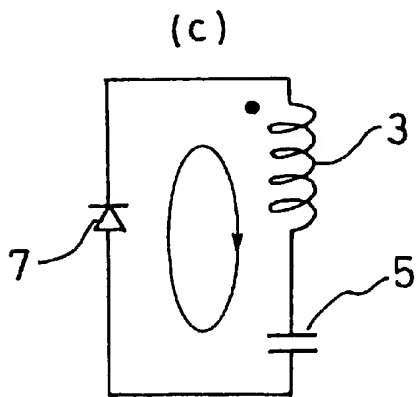
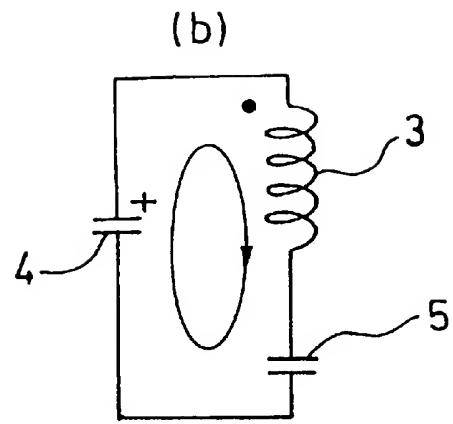
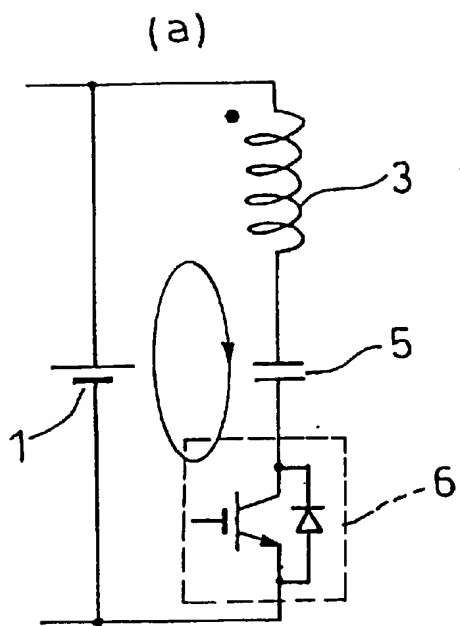
【0080】

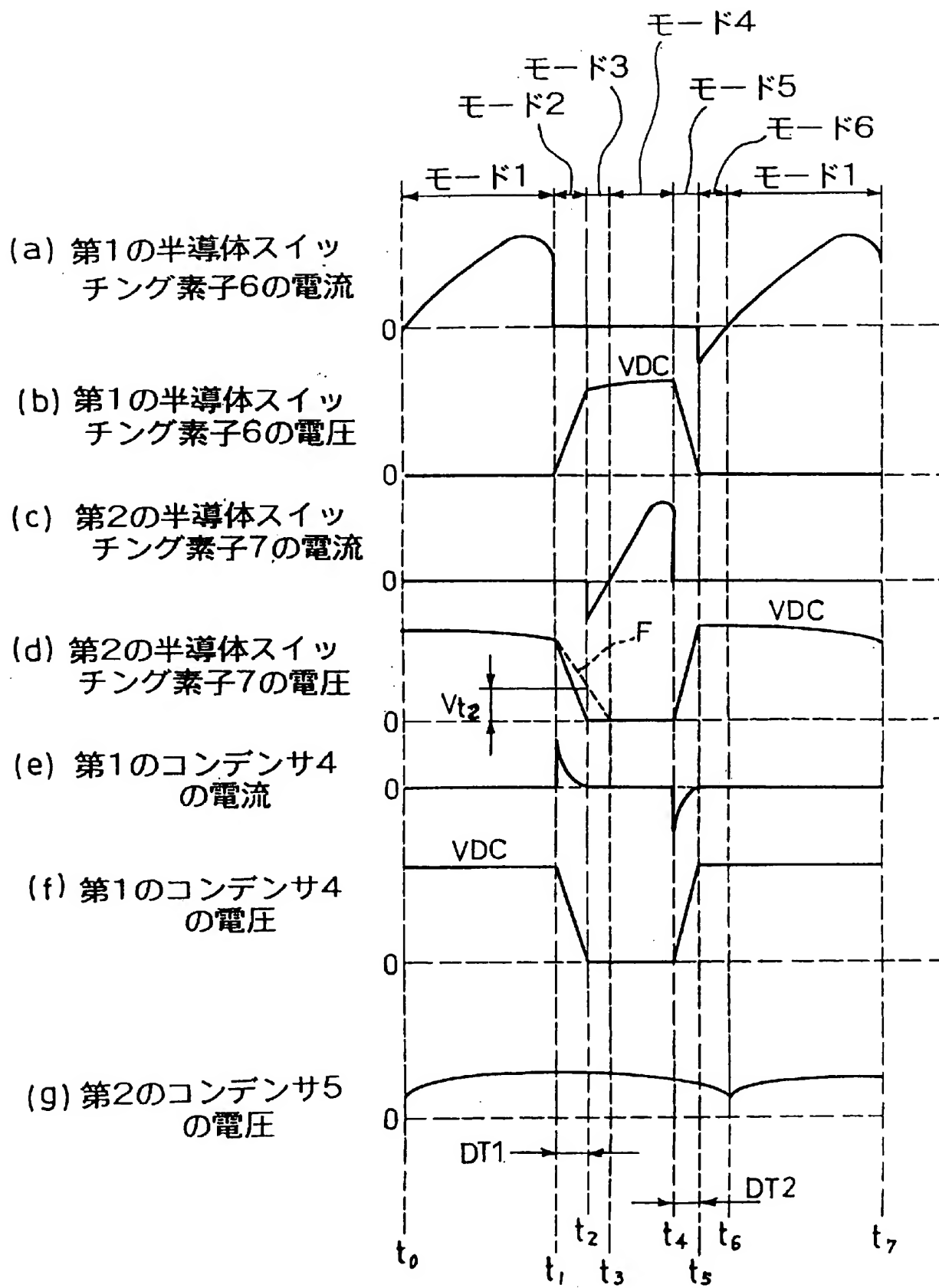
- 1 直流電源
- 2 リーケージトランス
- 3 1次巻線
- 4 第1のコンデンサ
- 5 第2のコンデンサ

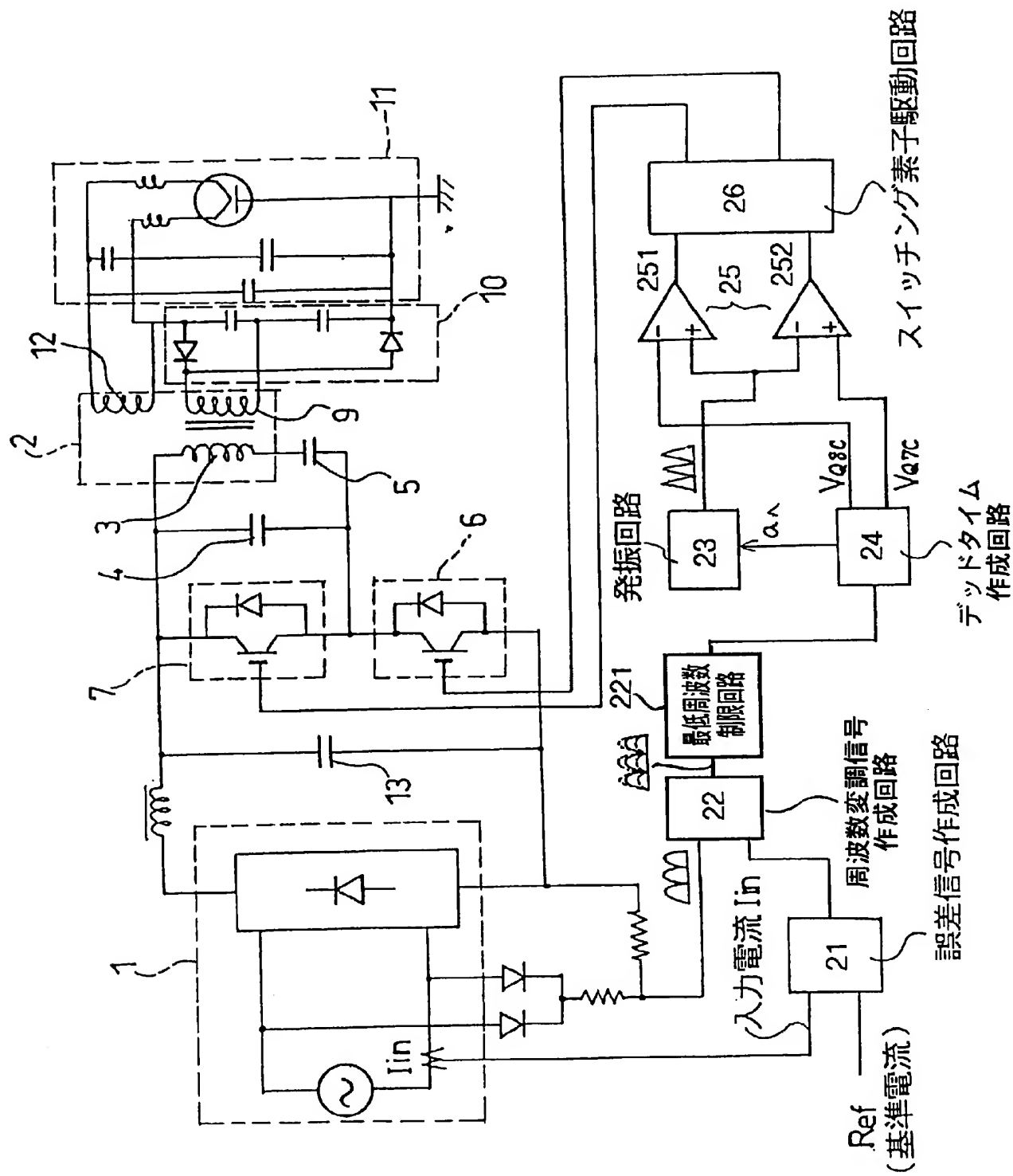
- 6 第1の半導体スイッチング素子
- 7 第2の半導体スイッチング素子
- 8 駆動部
- 9 2次巻線
- 10 全波倍電圧整流回路
- 11 マグネトロン
- 12 3次巻線
- 13 第3のコンデンサ
- 21 誤差信号作成回路
- 22 周波数変調信号作成回路
- 221 第1実施例に係る最低周波数制限回路
- 222 第2実施例に係る最低周波数制限回路
- 221a トランジスタ
- 221b、221d、221e 抵抗
- 221c コンデンサ
- 221f スイッチ
- 221g 増幅器
- 221h 定電流源
- 23 三角波搬送波発振回路
- 24 デッドタイム作成回路
- 25 矩形波形成回路
- 26 スwitchング素子駆動回路



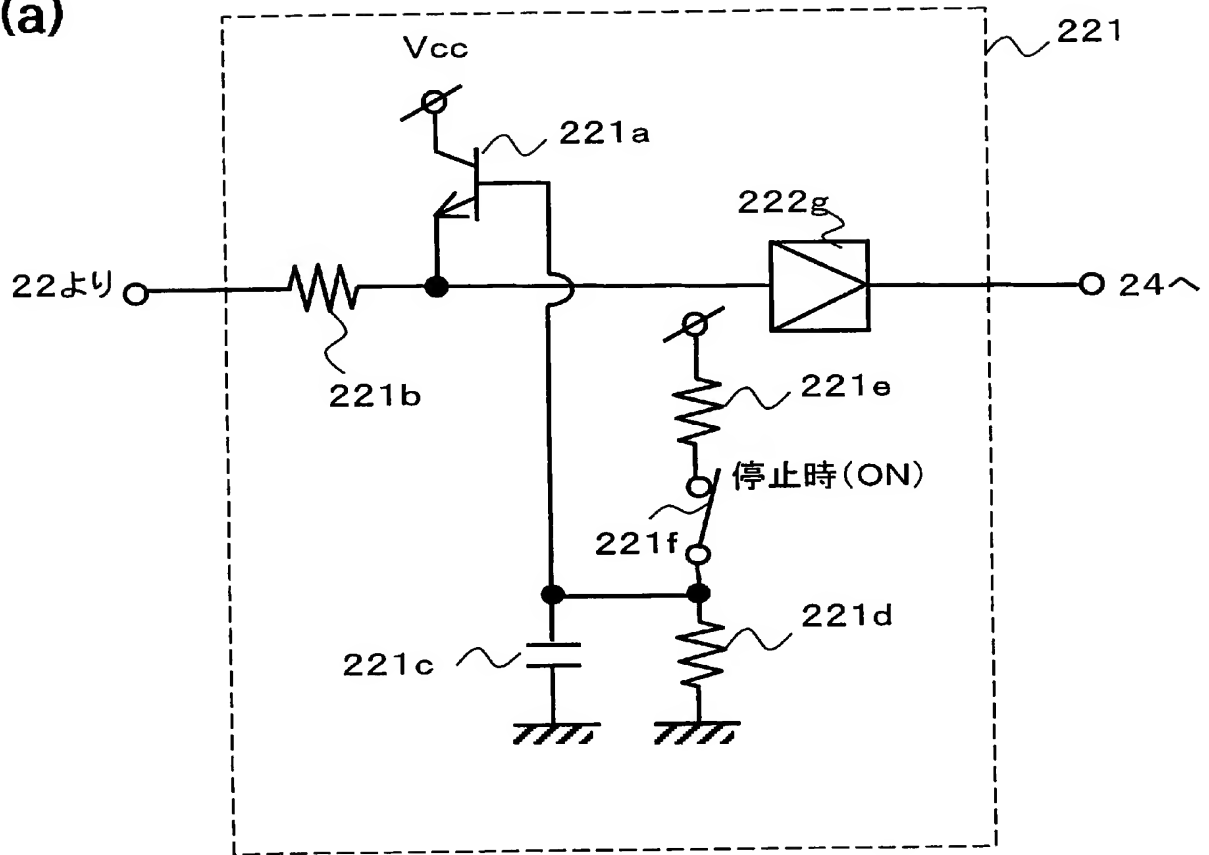




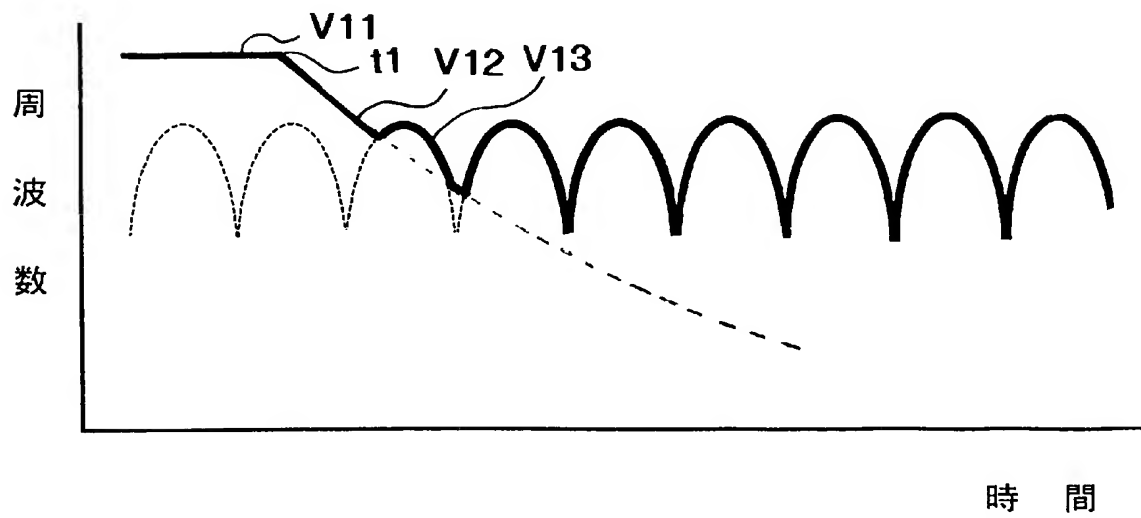




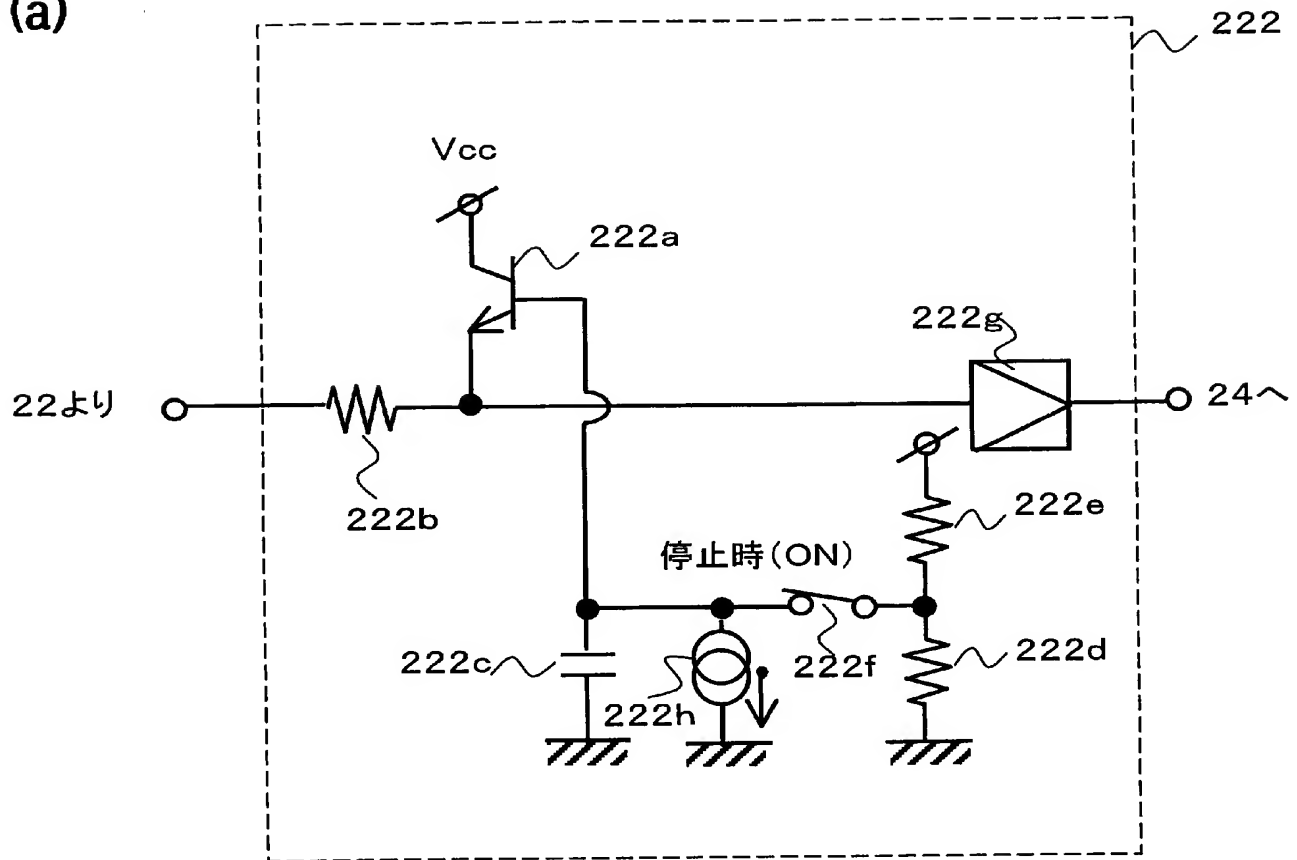
(a)



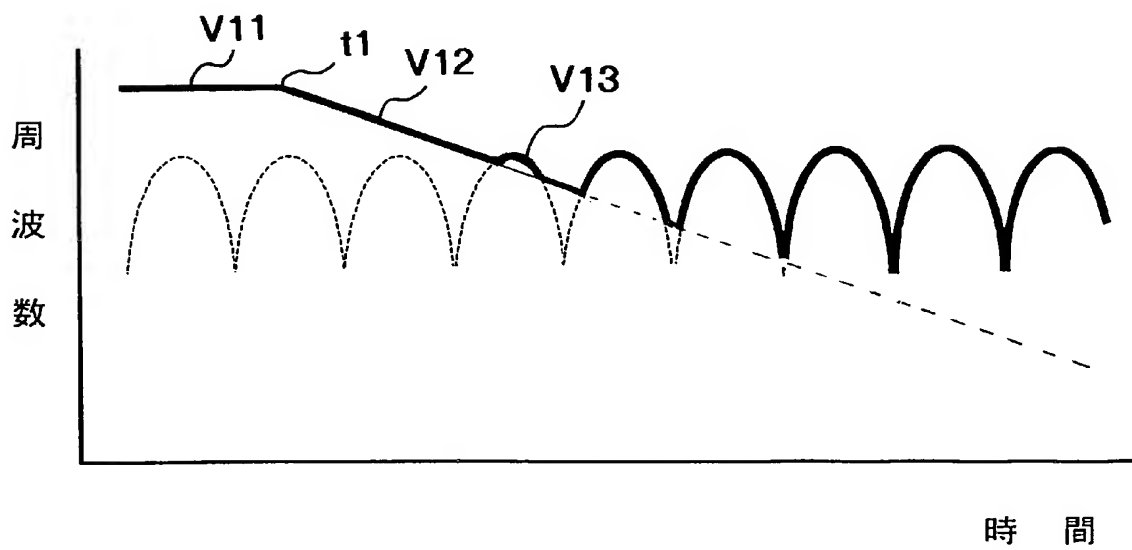
(b)

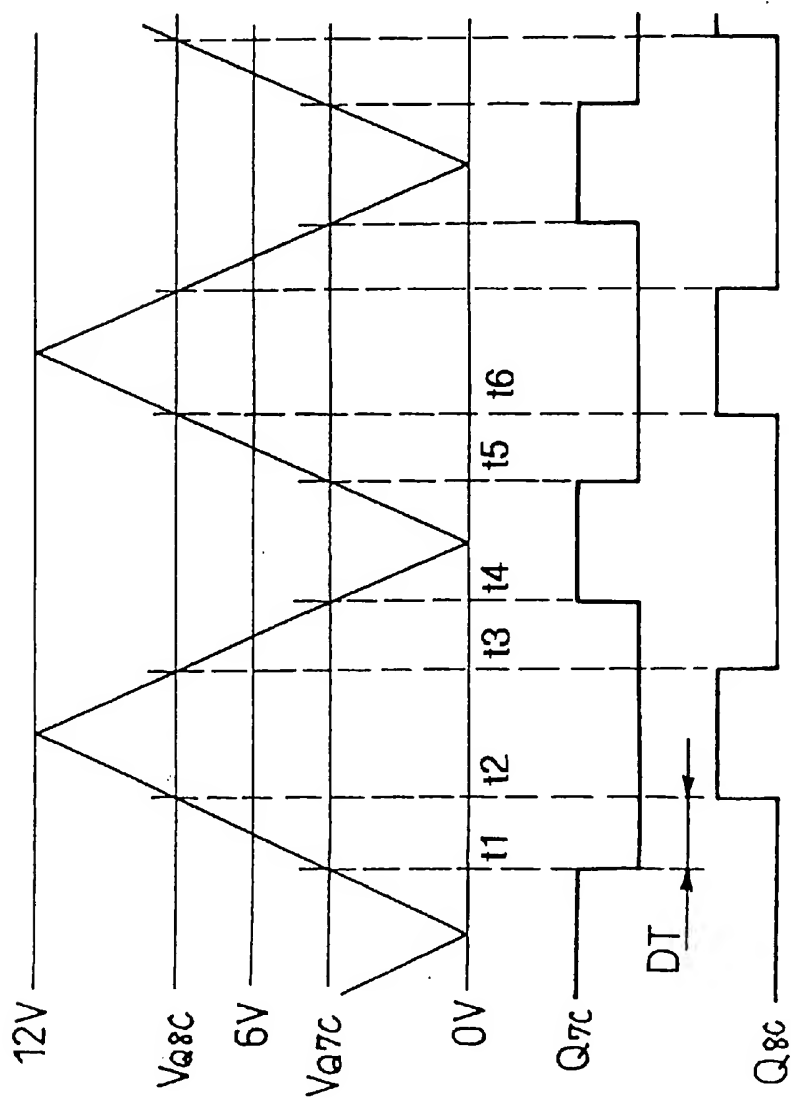


(a)

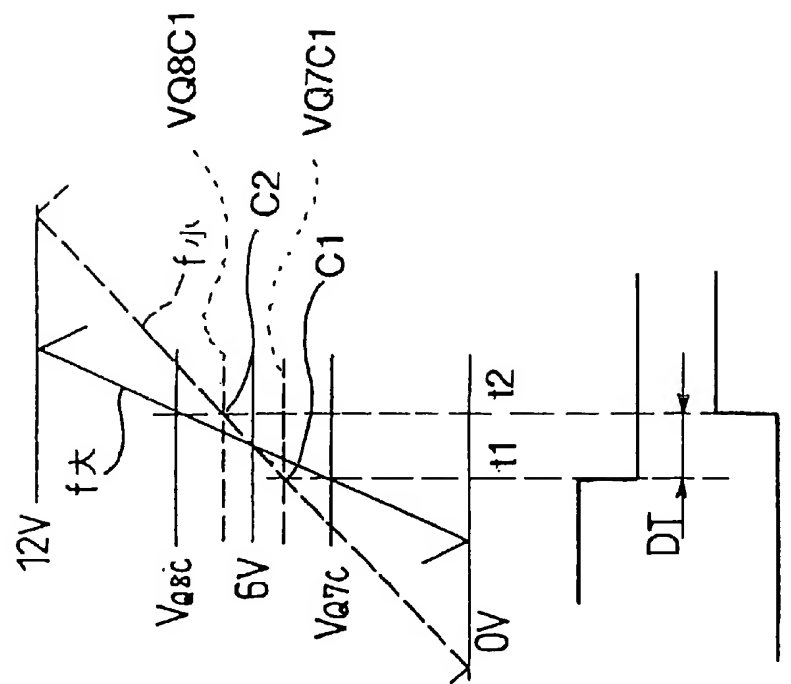


(b)

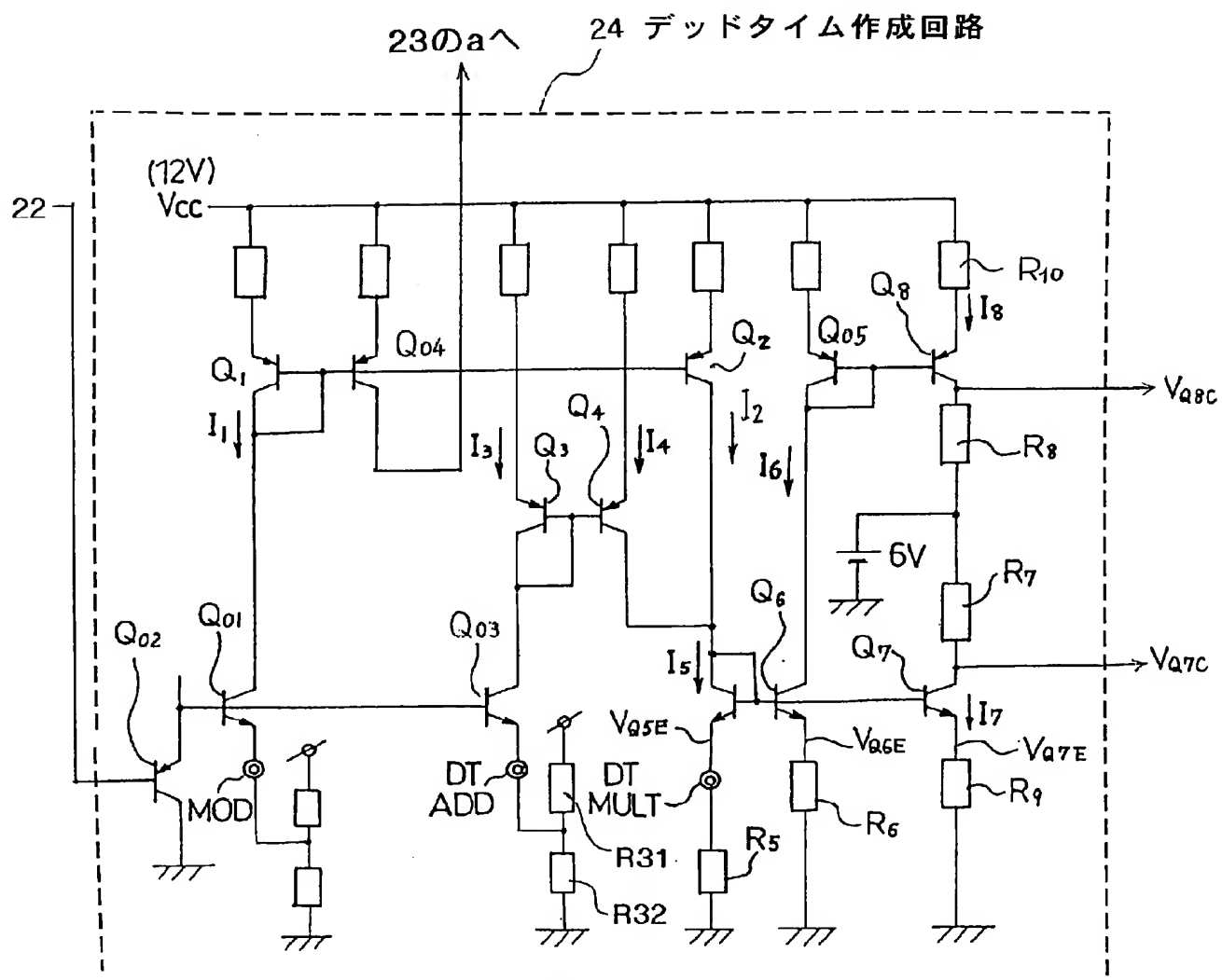


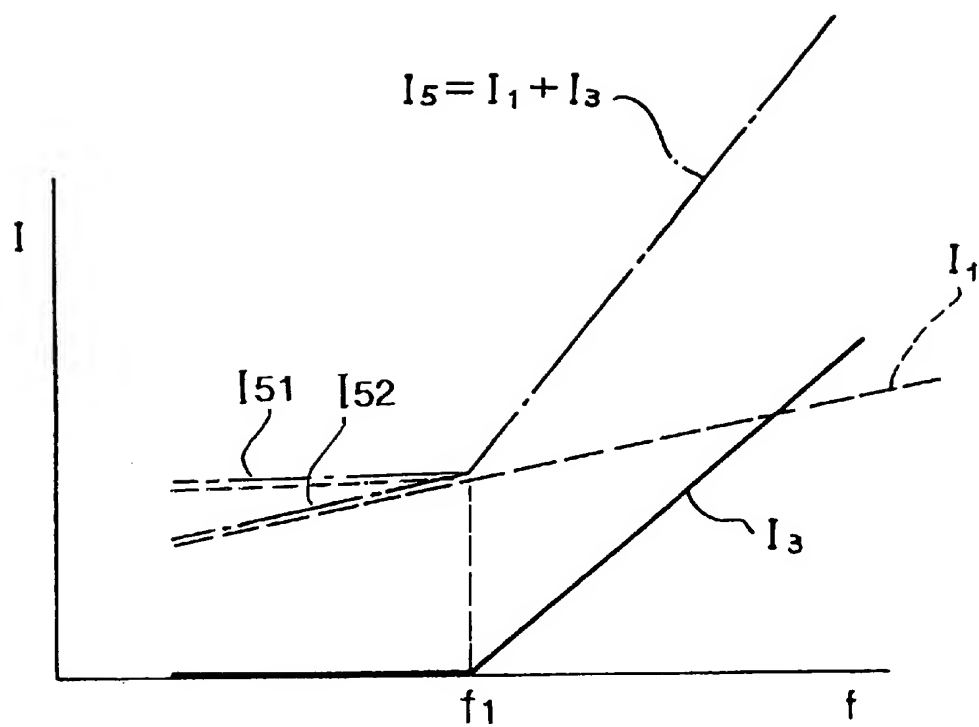


(a)

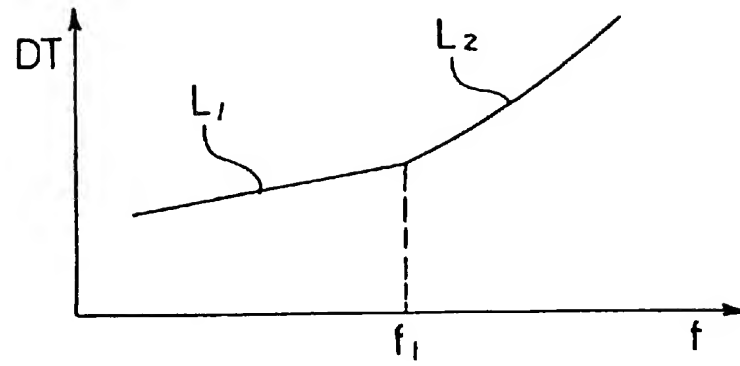


(b)

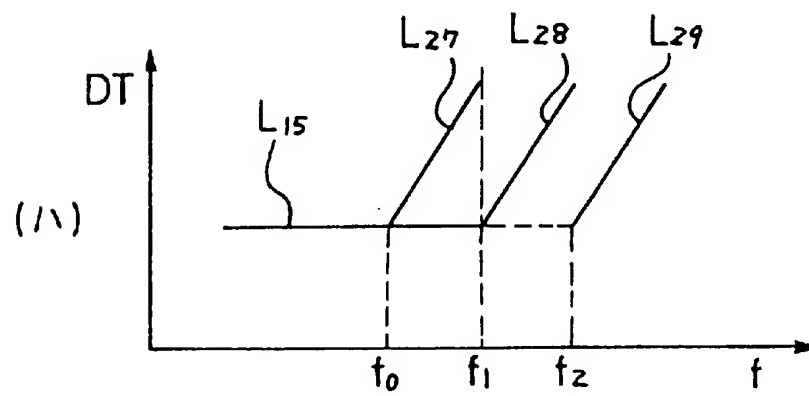
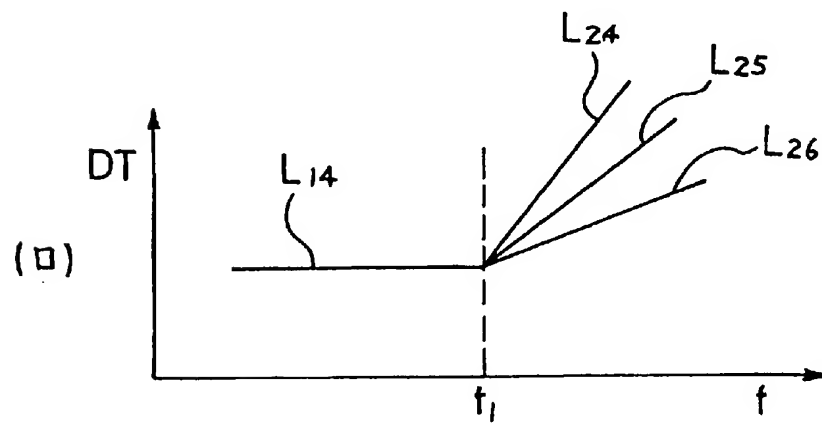
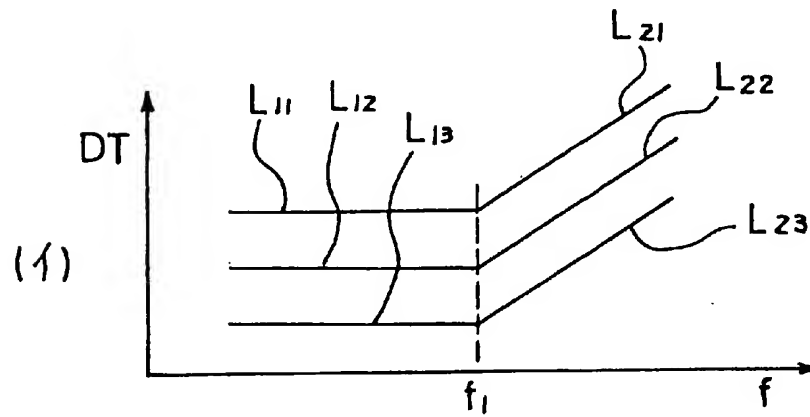


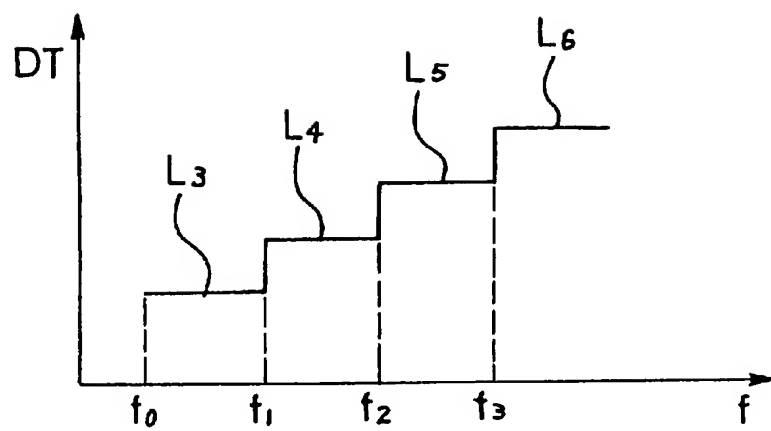


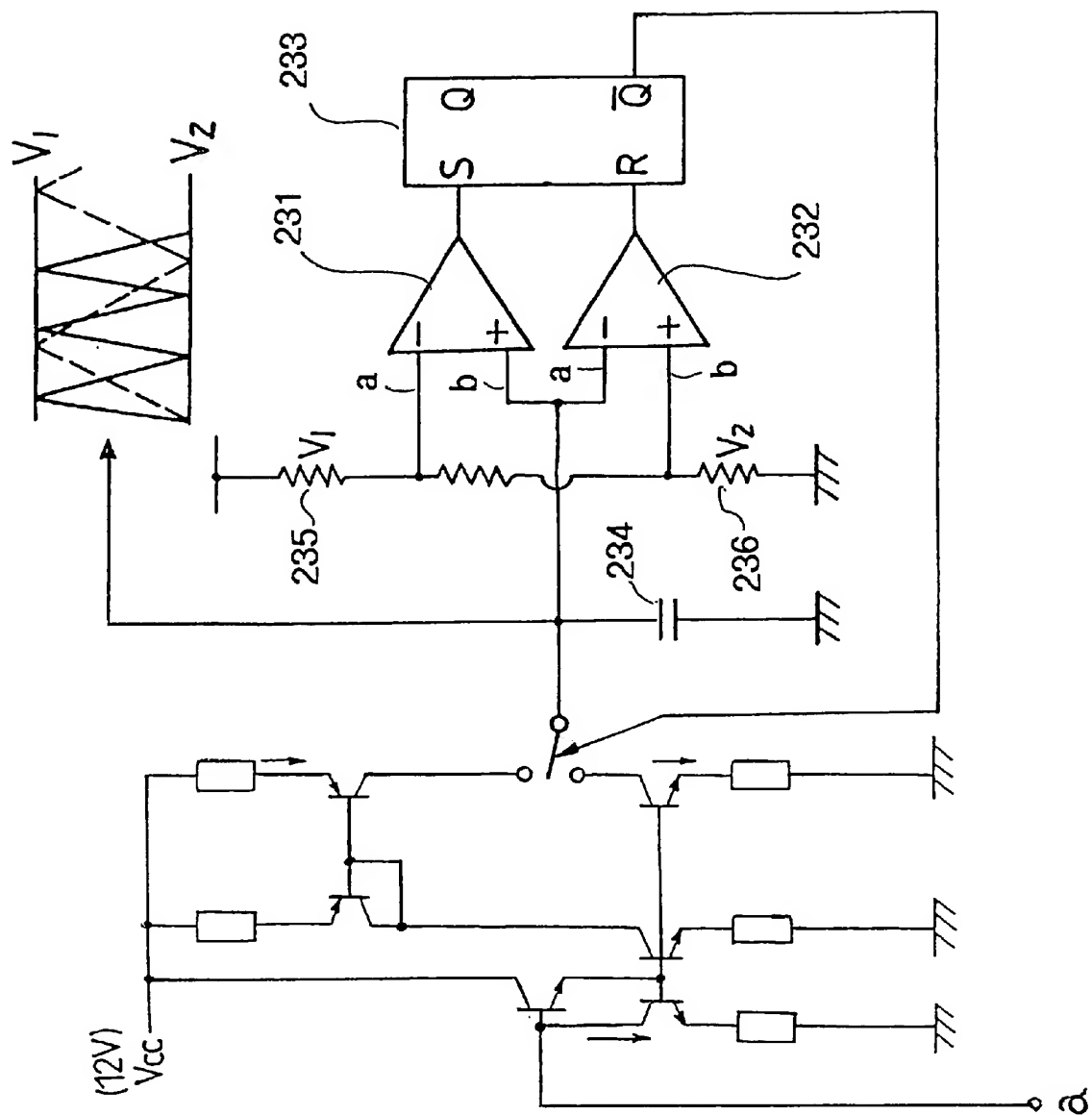
(a)

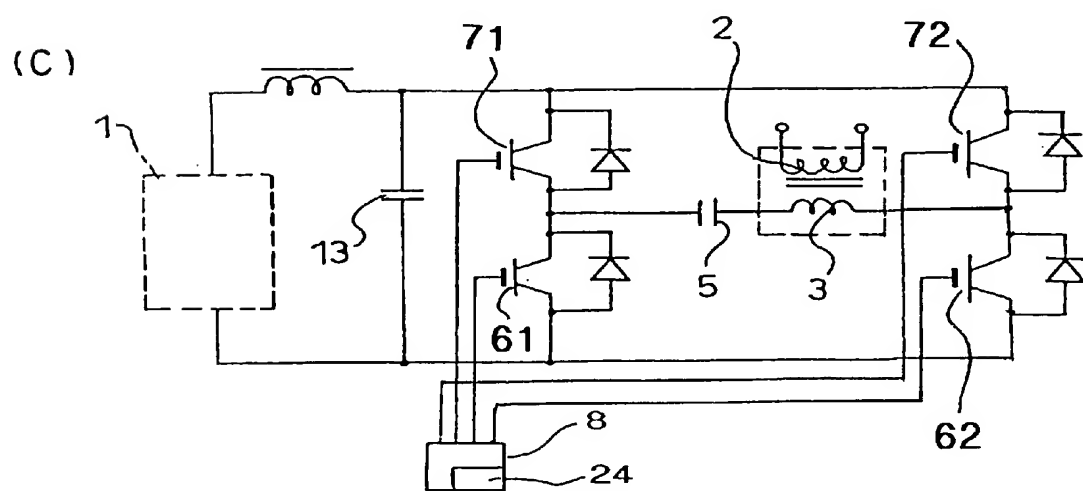
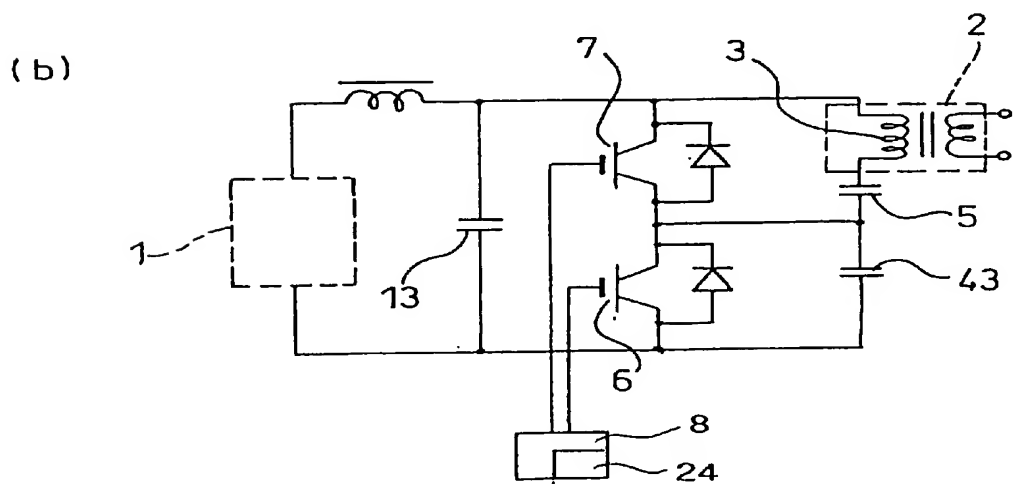
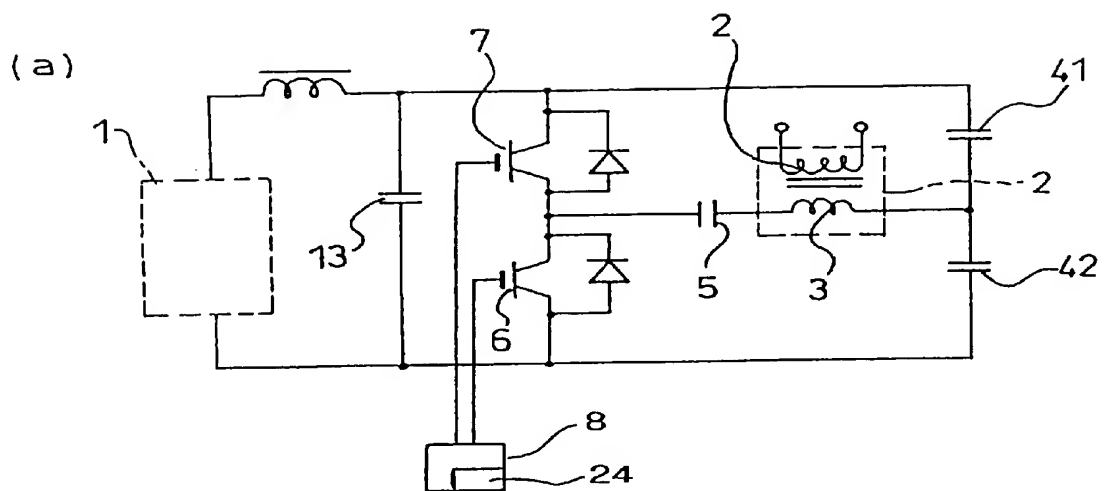


(b)

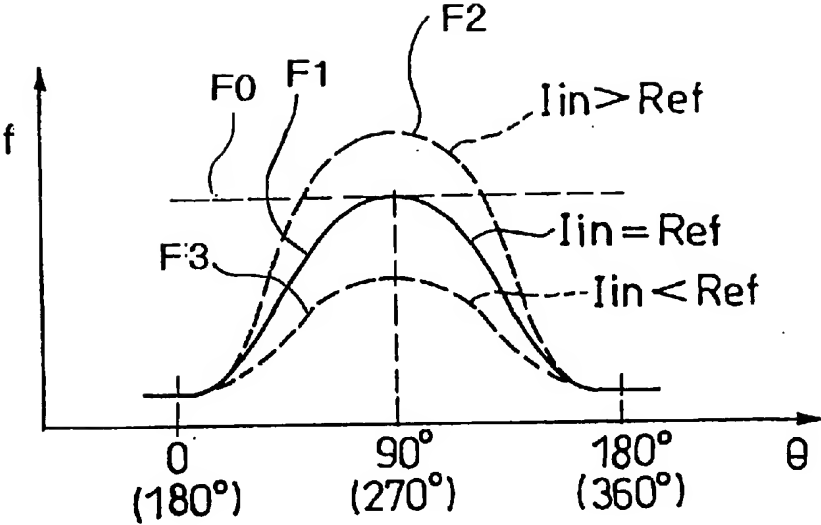




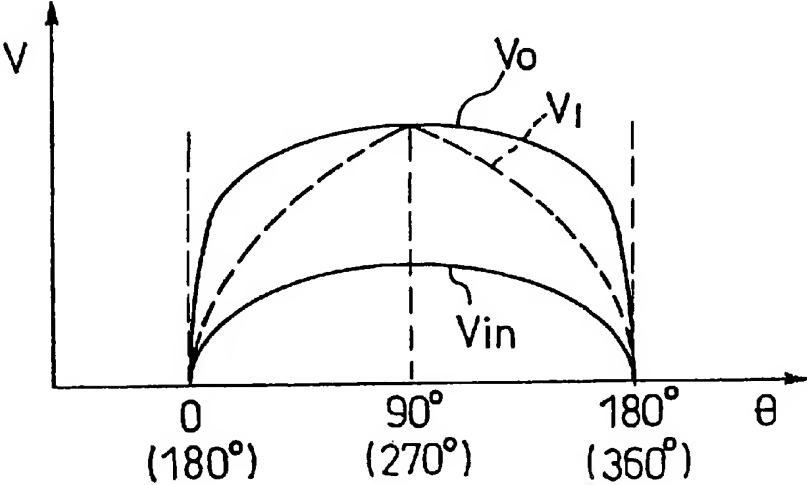




【图 1 5】



【图 1 6】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 簡単な回路の付加でソフトスタートが可能となるインバータ回路を提供する。

【解決手段】 直流電源を2個の半導体スイッチング素子でチョッピングし、これを共振回路を介して交流出力するマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフするデッドタイム作成回路を備えた高周波加熱装置において、前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段が半導体スイッチング素子を駆動する周波数の最低周波数を制限する機能を備え、該高周波加熱装置の動作開始時に前記最低周波数の設定を高くしておき、その後徐々に前記最低周波数の設定を低くするようにした。

【選択図】 図5

出願人履歴

0 0 0 0 0 5 8 2 1

19900828

新規登録

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

松下電器産業株式会社